

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning documents *will not* correct images,
Please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **07-066760**
 (43)Date of publication of application : **10.03.1995**

(51)Int.Cl. H04B 7/02
 H04B 1/707

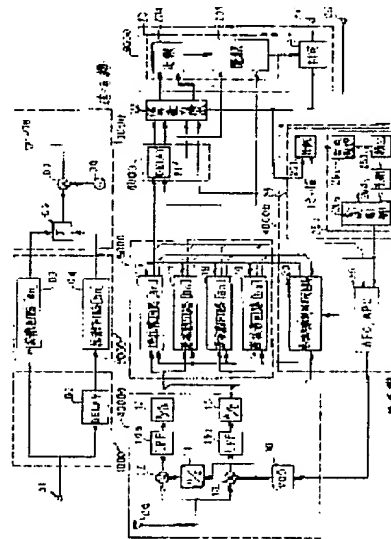
(21)Application number : **05-211186** (71)Applicant : **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**
 (22)Date of filing : **26.08.1993** (72)Inventor : **FUJIMURA AKINORI**
KOJIMA TOSHIHARU
MIYAKE MAKOTO

(54) SPREAD SPECTRUM TIME DIVERSITY COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PURPOSE: To obtain a time diversity communication equipment having excellent secrecy, privacy and inference immunity, capable of easily dealing with increase in the number of transmitting data series groups and appropriate for mobile communication having fading or the like.

CONSTITUTION: In a transmitter, a transmitting data delay means 1000 and a spectrum spreading means 5000 convert a transmitting data series into K sets of spreaded spectrum data series given with K kinds of time delay different from each other and spectrum-spreaded by mutually different K pieces of spread codes and a modulating means 3000 sends respective PSK-modulated data series. In a receiver, K sets of demodulated data series with the mutually different K kinds of time delay applied by the transmitter made constant are obtd. through a detector means 4000a, a synchronizing means 4000b, a reverse spectrum spreading means 5000, and a delay time adjusting means 6000, and a judging data series is found out from the K sets of demodulated data series by a signal power calculating means and a diversity means 9000 and drop in single power is detected or predicted by a control means 25 to evade the malfunction of a synchronizing means due to the drop of signal power.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.08.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2888102

[Date of registration] 19.02.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-66760

(43) 公開日 平成7年 (1995) 3月10日

(51) Int. Cl. ⁶

H 0 4 B 7/02
1/707

識別記号

庁内整理番号

Z 4229-5K

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 13/00

D

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全 37 頁)

(21) 出願番号 特願平5-211186

(22) 出願日 平成5年 (1993) 8月26日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 藤村 明憲

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会
社通信システム研究所内

(72) 発明者 小島 年春

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会
社通信システム研究所内

(72) 発明者 三宅 真

鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会
社通信システム研究所内

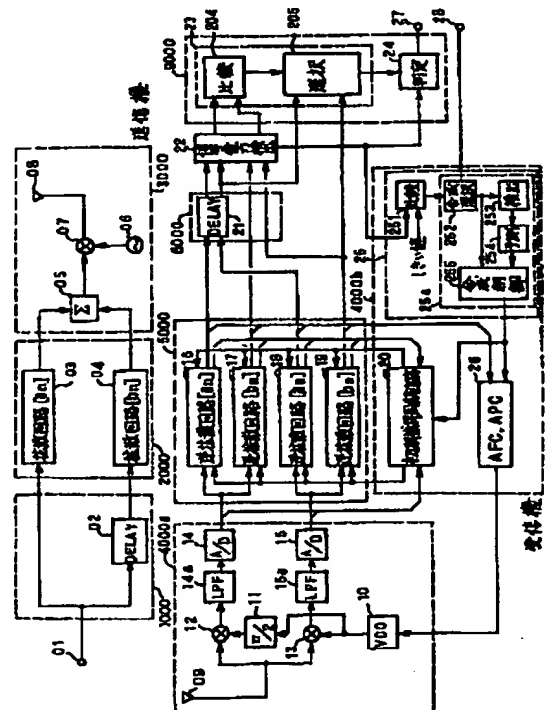
(74) 代理人 弁理士 高田 守

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置

(57) 【要約】

【目的】 秘匿性、秘話性、耐干渉性に優れ、送信データ系列群の数の増加に容易に対応可能な、フェージング等がある移動体通信に適する時間ダイバーシティ通信装置を得ることを目的とする。

【構成】 送信機における、送信データ遅延手段とスペクトル拡散手段は、送信データ系列を、異なるK通りの時間遅延が与えられ、かつK個の異なる拡散符号によってスペクトル拡散されたK個のデータ系列に変換し、変調手段は、各データ系列をPSK変調して送出する。また受信機における、検波手段、同期手段、スペクトル逆拡散手段、遅延時間調整手段は、前記送信機で与えた異なるK通りの時間遅延を一定にしたK個の復調データ系列を得、信号電力算出手段とダイバーシティ手段は、前記K個の復調データ系列から判定データ系列を求め、制御手段は、信号電力の落込みを検出あるいは予測し、信号電力の落込みによる同期手段の誤動作を回避する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信データ系列に異なるK（Kは2以上の自然数）通りの時間遅延を与え、K個の遅延送信データ系列を生成する送信データ遅延手段と、前記K個の遅延送信データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成するスペクトル拡散手段と、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する変調手段とを備えた送信機と、受信信号に対して、局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得る検波手段と、前記局部搬送波の周波数と位相を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する同期手段と、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル逆拡散し、K個の復調データ系列を得るスペクトル逆拡散手段と、前記K個の各受信データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与える遅延時間調整手段と、前記K個の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出する信号電力算出手段と、前記K個の復調データ系列から、判定データ系列を求めるダイバーシティ手段とを備えた受信機とを有することを特徴とする時間ダイバーシティ通信装置

【請求項2】 前記同期手段において、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となる場合、前記同期手段による、局部搬送波の周波数と位相を、受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する制御手段を有することを特徴とする、前記請求項1記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項3】 前記制御手段において、前記合計信号電力がある一定レベル以下となるタイミングに周期性が存在する場合、未来における前記合計信号電力が前記一定レベル以下となる時間を予測し、予め前記同期手段による、局部搬送波の周波数と位相を、前記受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する予測手段とを有することを特徴とする、前記請求項1記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項4】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出する最大値検出手段と、前記K個の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す復調データ系列を選択し、合成復調データ系列として出力する選択手段と、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする、前記請求項1記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項5】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の復調データ系列を加算して、合成復調データ系列

として出力する等利得合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする、前記請求項1記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項6】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出する係数算出手段と、前記K個の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、乗算結果の合計を合成復調データ系列として出力する最大比合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする、前記請求項1記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項7】 送信データ系列を差動符号化する、差動符号化手段と、前記差動符号化した送信データ系列に、異なるK（Kは2以上の自然数）通りの時間遅延を与え、K個の遅延送信データ系列を生成する送信データ遅延手段と、前記K個の差動符号化した遅延送信データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成するスペクトル拡散手段と、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する変調手段とを備えた送信機と、受信信号に対して、局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得る検波手段と、前記局部搬送波の周波数を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を得る同期手段と、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル逆拡散し、K個の復調データ系列を得るスペクトル逆拡散手段と、K個の各復調データ系列に対して遅延検波を行う遅延検波手段と、前記K個の各遅延検波後の復調データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与える遅延時間調整手段と、時間遅延が一定にされた前記K個の遅延検波後の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出する信号電力算出手段と、前記K個の遅延検波後の復調データ系列から、判定データ系列を求めるダイバーシティ手段とを備えた受信機とを有することを特徴とする時間ダイバーシティ通信装置

【請求項8】 前記同期手段において、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となる場合、前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する制御手段を有することを特徴とする前記請求項7記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項9】 前記制御手段において、前記合計信号電力がある一定レベル以下となるタイミングに周期性が存在する場合、未来における前記合計信号電力が前記一定

レベル以下となる時間を予測し、予め前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する予測手段を有することを特徴とする前記請求項7記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項10】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出する最大値検出手段と、前記K個の遅延検波後の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す復調データ系列を選択し、合成復調データ系列として出力する選択手段と、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする前記請求項7記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項11】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の遅延検波後の復調データ系列を加算して、合成復調データ系列として出力する等利得合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする、前記請求項7記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項12】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出する係数算出手段と、前記K個の遅延検波後の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、乗算結果の合計を合成復調データ系列として出力する最大比合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする前記請求項7記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項13】 送信データ系列に、異なるK（Kは2以上の自然数）通りの時間遅延を与え、K個の遅延送信データ系列を生成する送信データ遅延手段と、前記K個の遅延送信データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成するスペクトル拡散手段と、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する変調手段とを備えた送信機と、受信信号に対して、局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得る検波手段と、前記局部搬送波の周波数を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を得る同期手段と、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル逆拡散し、K個の復調データ系列を得るスペクトル逆拡散手段と、前記K個の各復調データ系列から、局部搬送波と受信搬送波の誤差成分を抽出し、前記誤差成分を用いて、前記K個の各復調データ系列の位相回転の補正を行い、K個の位相補正後の復調データ系列を出力する位相同期手段と、前記K個の各位相補正後の復調データ系列

に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与える遅延時間調整手段と、時間遅延が一定にされた前記K個の位相補正後の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出する信号電力算出手段と、前記K個の位相補正後の復調データ系列から、判定データ系列を求めるダイバーシティ手段とを備えた受信機とを有することを特徴とする時間ダイバーシティ通信装置

【請求項14】 前記同期手段において、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となる場合、前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作、及び前記位相同期手段による復調データ系列の位相回転の補正を行う操作を停止する制御手段を有することを特徴とする前記請求項13記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項15】 前記制御手段において、前記合計信号電力がある一定レベル以下となるタイミングに周期性が存在する場合、未来における前記合計信号電力が前記一定レベル以下となる時間を予測し、予め前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作、及び前記位相同期手段による復調データ系列の位相回転の補正を行う操作を停止する予測手段を有することを特徴とする前記請求項13記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項16】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出する最大値検出手段と、前記K個の位相補正後の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す復調データ系列を選択し、合成復調データ系列として出力する選択手段と、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする前記請求項13記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項17】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の位相補正後の復調データ系列を加算して、合成復調データ系列として出力する等利得合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする、前記請求項13記載の時間ダイバーシティ通信装置

【請求項18】 前記ダイバーシティ手段において、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出する係数算出手段と、前記K個の位相補正後の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、乗算結果の合計を合成復調データ系列として出力する最大比合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを有することを特徴とする前記請求項13記載の時間ダイバーシティ通信装置

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、ディジタル無線通信分野において、雑音やフェージング等によって受信信号電力が著しく頻繁に落ち込む移動体伝送路に用いる時間ダイバーシティ通信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来の時間ダイバーシティ通信装置として、例えば“時間ダイバーシティ通信方式、特公昭63-42456特許公報”に記載されたものがある。

【0003】本従来例は、 2^K 値変調方式によって時間ダイバーシティを実現している。送信側では、送信データ系列に対してK個の異なる遅延量 τ_1 ($j=1, 2, \dots, K$)を与え、K通りのデータ系列 D_j ($j=1, 2, \dots, K$)に変換する。K通りのデータ系列は、 2^K 値変調方式によって伝送される。受信側では、復調後のK通りのデータ系列を用いて受信信号電力を求める。一方で、K通りの各データ系列 D_j ($j=1, 2, \dots, K$)に対して、K通りのデータ系列 D_j の各遅延時間を一定にする遅延量 τ_2 ($j=1, 2, \dots, K$)を与える。即ち τ_1 と τ_2 の和は、一定値とする。また、受信信号電力に対しても、K個の遅延量 τ_2 ($j=1, 2, \dots, K$)を与え、K通りの信号電力データ系列 P_j ($j=1, 2, \dots, K$)に変換する。これらK回繰り返して受信されるデータ D_j と、K通りの信号電力データ系列 P_j を用いてダイバーシティを行う。

【0004】以下簡単のため、 $K=2$ とする、 $2^2=4$ 値変調方式を用いた場合の時間ダイバーシティ通信装置について説明する。図15は、 $K=2$ とした場合の時間ダイバーシティ通信に用いる送受信機の一例の構成を示すブロック図であり、01は送信データ入力端子、02は遅延回路、05aはI(実数)成分データとQ(虚数)成分データを合成する合成回路、06は搬送波発生器、07a、07bはI、Q両成分のデータと、06からの搬送波をそれぞれ乗算するミキサ、08は送信用のアンテナ、09は受信用のアンテナ、10は電圧制御型水晶発振器(VCO)、11、11aは 90° 移相器、12、13はミキサ、14、15はA/D変換器、14a、15aはローパスフィルタ、21b、21cは遅延回路、22aは受信ベースバンド信号の信号電力を検出する信号電力算出手段、23cは受信ベースバンド信号とその信号電力を用いてダイバーシティを行うダイバーシティ回路、26は自動周波数制御(AFC)/自動位相制御(APC)回路/タイミング再生(BTR)回路、27は受信データ出力端子である。

【0005】次に動作について説明する。送信機側では、“0”と“1”で表されるディジタル送信データを、送信データ入力端子01に入力する。遅延回路02ではデータをLシンボル遅延させてから出力する。この遅延量は、フェージングやブロックage等によって発生する受

信信号電力の減衰に対応するために設けられているものであり、対応しようとする最大減衰時間を $T_d[s]$ とすると、データ伝送速度が $R[\text{symbol/s}]$ のシステムでは、遅延シンボル数 $L[\text{symbol}]$ は、 $L \geq T_d \times R$ に設計される。

【0006】図16に、本従来例によるデータのタイミングチャートの一例を示す。本従来では、遅延シンボル数を $L=5$ シンボルとする。よって、 k シンボル目の送信データ系列を X_k (k は整数)で表記した場合、遅延回路02からの出力データ系列は、送信データ系列から5シンボル分遅延して $XD_k = X_{(k-5)}$ (k は整数)となる。ミキサ07aでは、 90° 移相器11aを介した搬送波発生器06からの搬送波と、送信データ系列 X_k を乗算し、乗算したデータを Q_k (k は整数)と称して出力する。またミキサ07bでは、搬送波発生器06から出力される搬送波と、送信データ系列 XD_k を乗算し、乗算したデータを ID_k (k は整数)と称して出力する。合成回路05aは、 ID_k (k は整数)と Q_k (k は整数)の2つの信号をQPSK変調し、送信用のアンテナ08から送出する。図16に、 ID_k (k は整数)と Q_k (k は整数)、及び合成回路05の送信信号 A_k (k は整数)を示す。

【0007】受信機側では、アンテナ09で信号を受信し、受信信号を2つのミキサ12、13に入力する。VCO10は、再生搬送波を、ミキサ13と 90° 移相器11に供給する。 90° 移相器11は、再生搬送波を 90° 移相してミキサ12に出力する。ミキサ13では、受信信号とVCO10からの再生搬送波を乗算し、ローパスフィルタ15aでフィルタリングして、受信I成分信号を出力する。ミキサ12では受信信号と 90° 移相器11からの 90° 移相された再生搬送波を乗算し、ローパスフィルタ14aでフィルタリングして、受信Q成分信号を出力する。図16に、ミキサ12、13からのI成分信号とQ成分信号をまとめて、 B_k (k は整数)と称して示す。また図中の斜線部は、フェージングやブロックage等によって発生した信号電力の落ち込みを示しており、本実施例では、図16に示す4シンボル分の情報が失われたこととする。

【0008】A/D変換器14はミキサ12からのアナログ信号を、軟判定ディジタル信号 ZQ_k に、A/D変換器15はミキサ13からのアナログ信号を、軟判定ディジタル信号 ZDI_k にそれぞれ変換する。AFC/BTR回路26bは、A/D変換器14、15のデータを用いて、VCO10とA/D変換器14、15のサンプルタイミングを制御する、各同期制御を行う。図16に、 ZQ_k 、 ZDI_k の出力データ系列を示す。斜線部は、フェージングやブロックage等によって発生した信号電力の落ち込みにより、情報が失われていることを意味する。本従来例では、送信側でI成分のデータ系列に5ビットの遅延を与えているため、信号電力の落

込みによって失われる ZQ_k の4シンボル分のデータと、 ZDI_k の4シンボル分のデータは異なる。本従来例では、データ系列 ZDI_k の失われるデータは、送信データ $X_{i-2}, X_{i-1}, X_i, X_{i+1}$ に対応するデータであり、データ系列 ZQ_k の失われるデータは、送信データ $X_{i+3}, X_{i+4}, X_{i+5}, X_{i+6}$ に対応するデータである。

【0009】信号電力算出手段22aは、 ZQ_k 、 ZDI_k (k は整数)の各データ系列を用いて、受信信号の信号電力 ZP_k (k は整数)を求める。 ZP_k は、 ZQ_k の2乗と、 ZDI_k の2乗の和である。次に遅延回路21aは、信号電力算出手段22aから出力される ZP_k を、送信側の遅延回路02の遅延時間だけ遅延させて出力する。同様に遅延回路21bは、データ系列 ZQ_k を送信側の遅延回路02の遅延時間だけ遅延させて出力する。よって本実施例では、遅延回路21a、21bの遅延時間は5シンボル分となる。図16に、遅延回路21bによって5シンボル遅延されて出力されるデータ系列を、それぞれ ZDQ_k (k は整数)と称して示す。また遅延回路21aから出力される信号電力を DP_k (k は整数)と称して図16に示す。この遅延操作によって、ダイバーシティ回路23cに入力される、I成分のデータ系列と、Q成分のデータ系列は、同一の時間に同一のデータをそれぞれ示すことになる。また ZP_k のレベルの落ち込む時間は、 ZDI_k のデータ系列の失われたデータの時間に、 DP_k のレベルの落ち込む時間は、 ZDQ_k のデータ系列の失われたデータの時間にそれぞれ対応する。

【0010】ダイバーシティ回路23cは、 ZP_k 、 DP_k と、 ZDI_k 、 ZDQ_k を用いて選択ダイバーシティ、もしくは合成ダイバーシティを行い、ダイバーシティ処理後のデータを出力端子27から出力する。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】以上のように、従来の時間ダイバーシティ通信装置では、フェージングやブロッケージ等によって発生した信号電力の落ち込みによる、データの損失を回避することが可能であるが、 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティを行っているため、遅延させるデータ系列の数 K を3、4、5…と増加させた場合、採用する変調方式は8値変調方式、16値変調方式、32値変調方式…となり、指数関数的にその変復調装置のハードウェア規模が増加する。よって、変復調装置の実現可能な K の上限は低い値となる。また第三者による、盗聴と信号スペクトルの探知が可能であり、妨害波に弱い。更に、狭帯域通信であるため選択性フェージングを受けやすい。

【0012】この発明は上記のような課題を解消するためになされたもので、送信側で、送信データ系列に対して K 個の異なる遅延量 τ_1 ($j=1, 2\cdots K$)を与え、 K 通りのデータ系列 D_j ($j=1, 2\cdots K$)に変換後、 K 通りのデータ系列を、異なる K 通りの拡散符号で

スペクトル拡散し、受信側で、前記 K 通りの拡散符号でスペクトル逆拡散後、 K 個の各データ系列に対して送信側で与えた各遅延時間を一定にするような遅延量 τ_2 ($j=1, 2\cdots K$)を与え、またこれら K 通りのデータ系列の受信信号電力を求めて、時間ダイバーシティを行うことで、フェージングやブロッケージ等によって発生した信号電力の落ち込みによるデータの損失を回避し、かつ遅延させるデータ系列の数 K を3、4、5…と増加させた場合、変復調装置のハードウェア規模は K に比例する程度の増加となることで、変復調装置の実現可能な K の上限を高め、また秘話性、秘匿性、対干渉性に優れ、更に選択性フェージングに強い時間ダイバーシティ通信装置を得ることを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】請求項1による時間ダイバーシティ通信装置は、送信機で送信データ系列に異なる K (K は2以上の自然数)通りの時間遅延を与え、 K 個の遅延送信データ系列を生成する送信データ遅延手段と、前記 K 個の遅延送信データ系列に対して、 K 個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、 K 個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成するスペクトル拡散手段と、前記 K 個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する変調手段とを設け、受信機で、受信信号に対して、局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得る検波手段と、前記局部搬送波の周波数と位相を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する同期手段と、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記 K 個の異なる拡散符号を用いてスペクトル逆拡散し、 K 個の復調データ系列を得るスペクトル逆拡散手段と、前記 K 個の各受信データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なる K 通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与える遅延時間調整手段と、前記 K 個の復調データ系列に対応する K 個の信号電力と、その合計信号電力を算出する信号電力算出手段と、前記 K 個の復調データ系列から、判定データ系列を求めるダイバーシティ手段とを設けたものである。

【0014】請求項2による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項1記載の手段と、請求項1記載の同期手段に、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となる場合、前記同期手段による、局部搬送波の周波数と位相を、受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する制御手段を設けたものである。

【0015】請求項3による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項1、請求項2記載の手段と、請求項2記載の制御手段に、前記合計信号電力がある一定レベル以下となるタイミングに周期性が存在する場合、未来における前記合計信号電力が前記一定レベル以下となる時間を

予測し、予め前記同期手段による、局部搬送波の周波数と位相を、前記受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する予測手段を設けたものである。

【0016】請求項4による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項1記載の手段と、請求項1記載のダイバーシティ手段に、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出する最大値検出手段と、前記K個の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す復調データ系列を選択し、合成復調データ系列として出力する選択手段と、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0017】請求項5による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項1記載の手段と、請求項1記載のダイバーシティ手段に、前記K個の復調データ系列を加算して、合成復調データ系列として出力する等利得合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0018】請求項6による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項1記載の手段と、請求項1記載のダイバーシティ手段に、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出する係数算出手段と、前記K個の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、乗算結果の合計を合成復調データ系列として出力する最大比合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0019】請求項7による時間ダイバーシティ通信装置は、送信機で、送信データ系列を差動符号化する、差動符号化手段と、前記差動符号化した送信データ系列に、異なるK（Kは2以上の自然数）通りの時間遅延を与え、K個の遅延送信データ系列を生成する送信データ遅延手段と、前記K個の差動符号化した遅延送信データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成するスペクトル拡散手段と、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する変調手段とを設け、受信機で、受信信号に対して、局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得る検波手段と、前記局部搬送波の周波数を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を得る同期手段と、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル逆拡散し、K個の復調データ系列を得るスペクトル逆拡散手段と、K個の各復調データ系列に対して遅延検波を行う、遅延検波手段と、前記K個の各遅延検波後の復調データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を

一定にするように、時間遅延を与える遅延時間調整手段と、時間遅延が一定にされた前記K個の遅延検波後の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出する信号電力算出手段と、前記K個の遅延検波後の復調データ系列から、判定データ系列を求めるダイバーシティ手段とを設けたものである。

【0020】請求項8による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項7記載の手段と、請求項7記載の同期手段に、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となる場合、前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する制御手段を設けたものである。

【0021】請求項9による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項7、請求項8記載の手段と、請求項8記載の制御手段に、前記合計信号電力がある一定レベル以下となるタイミングに周期性が存在する場合、未来における前記合計信号電力が前記一定レベル以下となる時間を予測し、予め前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止する予測手段を設けたものである。

【0022】請求項10による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項7記載の手段と、請求項7記載のダイバーシティ手段に、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出する最大値検出手段と、前記K個の遅延検波後の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す復調データ系列を選択し、合成復調データ系列として出力する選択手段と、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0023】請求項11による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項7記載の手段と、請求項7記載のダイバーシティ手段に、前記K個の遅延検波後の復調データ系列を加算して、合成復調データ系列として出力する等利得合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0024】請求項12による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項7記載の手段と、請求項7記載のダイバーシティ手段に、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出する係数算出手段と、前記K個の遅延検波後の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、乗算結果の合計を合成復調データ系列として出力する最大比合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0025】請求項13による時間ダイバーシティ通信装置は、送信機で送信データ系列に、異なるK（Kは2以上の自然数）通りの時間遅延を与え、K個の遅延送信

データ系列を生成する送信データ遅延手段と、前記K個の遅延送信データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成するスペクトル拡散手段と、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する変調手段とを設け、受信機で受信信号に対して、局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得る検波手段と、前記局部搬送波の周波数を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を得る同期手段と、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル逆拡散し、K個の復調データ系列を得るスペクトル逆拡散手段と、前記K個の各復調データ系列から、局部搬送波と受信搬送波の誤差成分を抽出し、前記誤差成分を用いて、前記K個の各復調データ系列の位相回転の補正を行い、K個の位相補正後の復調データ系列を出力する位相同期手段と、前記K個の各位相補正後の復調データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与える遅延時間調整手段と、時間遅延が一定にされた前記K個の位相補正後の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出する信号電力算出手段と、前記K個の位相補正後の復調データ系列から、判定データ系列を求めるダイバーシティ手段とを設けたものである。

【0026】請求項14による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項13記載の手段と、請求項13記載の同期手段に、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となる場合、前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作、及び前記位相同期手段による復調データ系列の位相回転の補正を行う操作を停止する制御手段を設けたものである。

【0027】請求項15による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項13、請求項14記載の手段と、請求項14記載の制御手段に、前記合計信号電力がある一定レベル以下となるタイミングに周期性が存在する場合、未来における前記合計信号電力が前記一定レベル以下となる時間を予測し、予め前記同期手段による、局部搬送波の周波数を受信信号の搬送波に同期させる操作、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作、及び前記位相同期手段による復調データ系列の位相回転の補正を行う操作を停止する予測手段を設けたものである。

【0028】請求項16による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項13記載の手段と、請求項13記載のダイバーシティ手段に、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出する最大値検出手段と、前記K個の位相補正後の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を

示す復調データ系列を選択し、合成復調データ系列として出力する選択手段と、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0029】請求項17による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項13記載の手段と、請求項13記載のダイバーシティ手段に、前記K個の位相補正後の復調データ系列を加算して、合成復調データ系列として出力する等利得合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0030】請求項18による時間ダイバーシティ通信装置は、請求項13記載の手段と、請求項13記載のダイバーシティ手段に、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出する係数算出手段と、前記K個の位相補正後の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、乗算結果の合計を合成復調データ系列として出力する最大比合成手段と、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データ系列として出力する判定手段とを設けたものである。

【0031】

【作用】請求項1の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、送信機において、送信データ遅延手段は、送信データ系列を用いて、異なるK（Kは2以上の自然数）通りの時間遅延を与えたK個の送信遅延データ系列を生成し、スペクトル拡散手段は、前記K個の送信遅延データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成し、変調手段は、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する。よって同一の送信データ系列の情報がK個、異なるK通りの時間遅延を与えられて、スペクトル拡散されて送信される。

【0032】次に受信機において、検波手段は、受信信号に対して局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得、同期手段は、前記局部搬送波の周波数と位相を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出し、スペクトル逆拡散手段は、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いたスペクトル逆拡散を行う。よって異なる前記K通りの時間遅延が与えられた、前記送信データ系列に対応する、K個の復調データ系列を得る。

【0033】更に前記受信機において、遅延時間調整手段は、前記K個の各復調データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与え、信号電力算出手段は、時間遅延を一定にされた前記K個の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出し、ダイバーシティ手段は、時間遅延を一定にされた前記K個の復調

データ系列から、判定データ系列を求める。よって、雑音やフェージング等による受信電力の落込みが頻繁に生じる場合でも、前記K個の復調データ系列を用いた時間ダイバーシティにより、良好なビット誤り率特性が実現される。

【0034】請求項2の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、制御手段は、前記合計信号電力の落込みをしきい値検出し、受信信号電力の落込みが検出された場合は、前記同期手段による、局部搬送波の周波数と位相を前記受信信号に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止させ、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、位相同期、拡散信号との時間同期の各誤作動を回避する。

【0035】請求項3の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、予測手段は、前記制御手段からの受信信号電力の落込みを示す信号と、受信信号電力の落込みのタイミング情報を外部から得られる場合は、前記外部からの受信信号電力の落込みのタイミング情報を用いて、受信信号電力の落込みのタイミングに周期性が存在するか調べ、周期性がある場合は、未来における受信信号電力の落込みの時間を予測し、予め前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、位相同期、拡散信号との時間同期の各誤作動を回避する。

【0036】請求項4の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、最大値検出手段は、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出し、選択手段は、前記K個の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す合成復調データ系列を選択し、判定手段は、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとすることによって、選択方式による請求項1記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0037】請求項5の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、等利得合成手段は、前記K個の復調データ系列を加算し、合成復調データ系列として出力し、判定手段は、合成された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとすることによって、等利得合成方式による請求項1記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0038】請求項6の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、係数算出手段は、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出し、最大比合成手段は、前記K個の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、各乗算結果を加算して合成復調データ系列として出力し、判定手段は、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとして出力することによって、最大比合成方式による請求項1記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0039】請求項7の発明に係る時間ダイバーシティ

通信装置によれば、送信機において、差動符号化手段は、送信データ系列を差動符号化し、送信データ遅延手段は、前記差動符号化された送信データ系列を用いて、異なるK(Kは2以上の自然数)通りの時間遅延を与えたK個の送信遅延データ系列を生成し、スペクトル拡散手段は、前記K個の送信遅延データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成し、変調手段は、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する。よって差動符号化された同一の送信データ系列の情報がK個、異なるK通りの時間遅延を与えられて、スペクトル拡散されて送信される。

【0040】次に受信機において、検波手段は、受信信号に対して局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクトル拡散信号を得、同期手段は、前記局部搬送波の周波数を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出し、スペクトル逆拡散手段は、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いたスペクトル逆拡散を行う。よって、前記差動符号化された送信データ系列に対応する、前記K通りの時間遅延が与えられたK個の準同期によるデータ位相回転を含んだ復調データ系列を得る。

【0041】更に前記受信機において、遅延検波手段は、前記K個の各復調データ系列に対して遅延検波を行い、前記差動符号化される前の送信データ系列に対応する、K個の復調データ系列を得、遅延時間調整手段は、前記K個の各遅延検波後の復調データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与え、信号電力算出手段は、時間遅延を一定にされた前記K個の遅延検波後の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出し、ダイバーシティ手段は、時間遅延を一定にされた前記K個の遅延検波後の復調データ系列から、判定データ系列を求める。よって、雑音やフェージング等による受信電力の落込みが頻繁に生じる場合でも、前記K個の復調データ系列を用いた時間ダイバーシティにより、良好なビット誤り率特性が実現され、更に遅延検波方式を用いるため、搬送波再生による位相同期を必要とせず、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、安定に動作する時間ダイバーシティが実現される。

【0042】請求項8の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、制御手段は、前記合計信号電力の落込みをしきい値検出し、受信信号電力の落込みが検出された場合は、前記同期手段による、局部搬送波の周波数を前記受信信号に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作を停止させ、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、拡散信号との時間同

期の各誤作動を回避する。

【0043】請求項9の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、予測手段は、前記制御手段からの受信信号電力の落込みを示す信号と、受信信号電力の落込みのタイミング情報を外部から得られる場合は、前記外部からの受信信号電力の落込みのタイミング情報を用いて、受信信号電力の落込みのタイミングに周期性が存在するか調べ、周期性がある場合は、未来における受信信号電力の落込みの時間を予測し、予め前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、拡散信号との時間同期の各誤作動を回避する。

【0044】請求項10の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、最大値検出手段は、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出し、選択手段は、前記K個の遅延検波後の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す合成復調データ系列を選択し、判定手段は、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとすることによって、選択方式による請求項7記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0045】請求項11の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、等利得合成手段は、前記K個の遅延検波後の復調データ系列を加算し、合成復調データ系列として出力し、判定手段は、合成された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとすることによって、等利得合成方式による請求項7記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0046】請求項12の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、係数算出手段は、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出し、最大比合成手段は、前記K個の遅延検波後の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、各乗算結果を加算して合成復調データ系列として出力し、判定手段は、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとして出力することによって、最大比合成方式による前記請求項7記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0047】請求項13の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、送信機において、送信データ遅延手段は、送信データ系列を用いて、異なるK（Kは2以上の自然数）通りの時間遅延を与えたK個の送信遅延データ系列を生成し、スペクトル拡散手段は、前記K個の送信遅延データ系列に対して、K個の異なる拡散符号を用いてスペクトル拡散し、K個の異なるスペクトル拡散データ系列を生成し、変調手段は、前記K個の異なるスペクトル拡散データ系列を合成し、変調して送信する。よって同一の送信データ系列の情報がK個、異なるK通りの時間遅延を与えられて、スペクトル拡散されて送信される。

【0048】次に受信機において、検波手段は、受信信号に対して局部搬送波を乗算し、ベースバンドスペクト

ル拡散信号を得、同期手段は、前記局部搬送波の周波数を、前記受信信号の搬送波に同期させるとともに、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出し、スペクトル逆拡散手段は、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に対して、前記K個の異なる拡散符号を用いたスペクトル逆拡散を行う。よって、前記送信データ系列に対応する、前記K通りの時間遅延が与えられたK個の準同期によるデータ位相回転を含んだ復調データ系列を得る。

- 10 【0049】更に前記受信機において、位相同期手段は、前記K個の各復調データ系列から、局部搬送波と受信搬送波の誤差成分を抽出し、前記誤差成分を用いて、前記K個の各復調データ系列の位相回転の補正を行い、K個の位相補正後の復調データ系列を出力し、遅延時間調整手段は、前記K個の位相補正後の各復調データ系列に対して、前記送信機で与えられた異なるK通りの時間遅延を一定にするように、時間遅延を与え、信号電力算出手段は、時間遅延を一定にされた前記K個の位相補正後の復調データ系列に対応するK個の信号電力と、その合計信号電力を算出し、ダイバーシティ手段は、時間遅延を一定にされた前記K個の位相補正後の復調データ系列から、判定データ系列を求める。よって、雑音やフェージング等による受信電力の落込みが頻繁に生じる場合でも、前記K個の復調データ系列を用いた時間ダイバーシティにより、良好なビット誤り率特性が実現される。更に、準同期の復調データを用いた位相同期手段が、デジタル信号処理によって実現され、また前記位相同期手段によって、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、安定に動作する時間ダイバーシティが実現される。
- 20
- 30

【0050】請求項14の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、制御手段は、前記合計信号電力の落込みをしきい値検出し、受信信号電力の落込みが検出された場合は、前記同期手段による、局部搬送波の周波数を前記受信信号に同期させる操作と、受信信号に含まれる拡散符号に同期したタイミング信号を抽出する操作、及び前記位相同期手段による復調データの位相回転の補正を行う操作を停止させ、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、拡散信号との時間同期、前記位相同期手段による位相補正の各誤作動を回避する。

【0051】請求項15の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、予測手段は、前記制御手段からの受信信号電力の落込みを示す信号と、受信信号電力の落込みのタイミング情報を外部から得られる場合は、前記外部からの受信信号電力の落込みのタイミング情報を用いて、受信信号電力の落込みのタイミングに周期性が存在するか調べ、周期性がある場合は、未来における受信信号電力の落込みの時間を予測し、予め前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波

50

数同期、拡散信号との時間同期、前記位相同期手段による位相補正の各誤作動を回避する。

【0052】請求項16の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、最大値検出手段は、前記K個の信号電力の中で、最大信号電力を検出し、選択手段は、前記K個の位相補正後の復調データ系列の中から、前記最大信号電力を示す合成復調データ系列を選択し、判定手段は、選択された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとすることによって、選択方式による請求項13記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0053】請求項17の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、等利得合成手段は、前記K個の位相補正後の復調データ系列を加算し、合成復調データ系列として出力し、判定手段は、合成された前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとすることによって、等利得合成方式による請求項13記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0054】請求項18の発明に係る時間ダイバーシティ通信装置によれば、係数算出手段は、前記K個の信号電力の比をとり、K個の重み付け係数を算出し、最大比合成手段は、前記K個の位相補正後の復調データ系列と、対応する前記K個の重み付け係数をそれぞれ乗算し、各乗算結果を加算して合成復調データ系列として出力し、判定手段は、前記合成復調データ系列を判定し、前記判定データとして出力することによって、最大比合成方式による前記請求項13記載の時間ダイバーシティが実現される。

【0055】

【実施例】実施例1. 本実施例は送信側でBPSK変調したデータを、受信側で同期検波を行う、同期検波型のスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには選択ダイバーシティを用いたものである。以下、図を参照して実施例1について説明する。

【0056】図1は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる送受信機の一実施例の構成を示すブロック図であり、1000は送信データ遅延手段、2000はスペクトル拡散手段、3000は合成送信手段、4000aは検波手段、4000bは同期手段、5000はスペクトル逆拡散手段、6000は遅延時間調整手段、9000はダイバーシティ手段、01は送信データ入力端子、02は遅延回路、03はMビットで構成される拡散符号 a_n ($n=1, 2, \dots, M$)によってデータをスペクトル拡散する拡散回路、04はMビットで構成される拡散符号 b_n ($n=1, 2, \dots, M$)によってデータをスペクトル拡散する拡散回路、05は03と04からの拡散データを合成する合成回路、06は搬送波発生器、07は05からのデータと06からの搬送波を乗算するミキサ、08は送信用のアンテナ、09は受信用のアンテナ、10は電圧制御型発振器(VC O)、11は 90° 移相器、12、13はミキサ、14

a、15bは、ローパスフィルタ、14、15はベースバンドスペクトル拡散信号を出力するA/D変換器、16、18は前記拡散符号 a_n によってベースバンドスペクトル拡散信号を逆拡散する逆拡散回路、17、19は前記拡散符号 b_n によってベースバンドスペクトル拡散信号を逆拡散する逆拡散回路、20は拡散符号のクロック信号であるチップクロックを再生し、出力する初期捕捉/同期追跡回路、21は遅延回路、22は受信信号電力を検出する信号電力算出手段、23はダイバーシティ回路、24は軟判定回路、25は制御手段、25aは予測手段、26は自動周波数制御(AFC)/自動キャリア位相制御(APC)回路、27は受信データ出力端子、28は外部信号入力端子、また204は比較器、205は選択器、251は電力比較器、252は制御信号合成・選択器、253は周期性検出回路、254はタイミング予測回路、255は合成制御回路である。

【0057】図3は、本実施例の逆拡散回路16、17、18、19の構成図であり、100はベースバンドスペクトル拡散信号入力端子、101はチップクロック入力端子、102は逆拡散器、103は拡散符号発生器、104は積分器、105はD-フリップフロップ、106は復調データ出力端子、107はシンボルクロック入力端子、108は拡散符号出力端子である。

【0058】次に動作について説明する。以下、本実施例では簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ とする、直交する2つのMビットで構成される拡散符号、 a_n ($n=1, 2, \dots, M$)、 b_n ($n=1, 2, \dots, M$)を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明する。拡散符号には、例えばPN系列を用いることとする。

【0059】送信機側では、“0”と“1”で表されるデジタル送信データを、送信データ入力端子01に入力する。入力されたデータは、送信データ遅延手段1000に入力される。送信データ遅延手段1000では、入力データの一方はそのまま出力され、もう一方は遅延回路02に入力される。遅延回路02ではデータをLシンボル遅延させてから出力する。この遅延量は、フェージング、ブロックage等に起因する受信信号電力の減衰に対応するために設けられているものであり、対応しようとする最大減衰時間を $T_d[s]$ とすると、データ伝送速度が $R[\text{symbol/s}]$ のシステムでは、設定する遅延シンボル数 $L[\text{symbol}]$ は、 $L \geq T_d \times R$ に設計される。また、受信信号電力の減衰に周期性が存在する場合、その周期の平均を $T_r[s]$ とすると、データ伝送速度が $R[\text{symbol/s}]$ のシステムでは、設定する遅延シンボル数 $L[\text{symbol}]$ は、 $(m+1)T_r \times R \geq L \geq (T_d + mT_r) \times R$ に設計される。(但し $m=0, 1, 2, 3, \dots$)

【0060】スペクトル拡散手段2000における拡散回路03では、Mビットで構成されるPN系列の拡散符

号 a_n ($n=1, 2, \dots, M$) によって、送信データ遅延手段1000からの遅延量0のデータをスペクトル拡散する。データ伝送速度が R [symbol/s] とすると、拡散回路03からは、 $M \times R$ [bit/s] のスペクトル拡散データが出力される。図2に、本実施例によるデータのタイミングチャートの一例を示す。

【0061】本実施例では、遅延シンボル数を $L=5$ シンボルとする。よって、 k シンボル目の送信データ系列を X_k (k は整数) で表記した場合、遅延回路02からの出力データ系列は、送信データ系列から5シンボル分遅延して $X_{(k-5)}$ (k は整数) となる。スペクトル拡散手段2000における拡散回路04は、この遅延回路02からの送信遅延データ系列 $XD_k = X_{(k-5)}$ を、 M ビットで構成されるPN系列の拡散符号 b_n ($n=1, 2, \dots, M$) によってスペクトル拡散する。この拡散符号 b_n は、拡散回路03で用いる拡散符号 a_n と直交するものとする。図2に、拡散回路03によってスペクトル拡散されたデータ系列、 Ya_k (k は整数) と、拡散回路04によってスペクトル拡散されたデータ系列 $YDb_k = Yb_{(k-5)}$ (k は整数) をそれぞれ示す。

【0062】変調手段3000における合成回路05は、 Ya_k (k は整数) と YDb_k (k は整数) の2つの拡散データ系列を合成して出力する。図2に、合成回路05の出力データ系列 T_k (k は整数) を示す。ミキサ07では、この合成信号 T_k (k は整数) に、搬送波発生器06から出力される搬送波を乗算し、BPSK変調する。送信用のアンテナ08は、この変調信号を送出する。

【0063】受信機側では、検波手段4000内のアンテナ09で信号を受信し、受信信号を2つのミキサ12、13に入力する。VCO10は、局部搬送波を、ミキサ13と 90° 移相器11に供給する。 90° 移相器11は、局部搬送波を 90° 移相してミキサ12に出力する。ミキサ13では、受信信号とVCO10からの局部搬送波を乗算し、ローパスフィルタ15aでフィルタリングして、合成拡散信号の実数成分 (I成分) を出力する。ミキサ12では受信信号と 90° 移相器11からの 90° 移相された局部搬送波を乗算し、ローパスフィルタ14aでフィルタリングして、合成拡散信号の虚数成分 (Q成分) を出力する。図2に、検波手段4000aにおけるミキサ12、13からのI成分データ系列とQ成分データ系列のタイミングをまとめて、 R_k (k は整数) と称して示す。また図中の斜線部は、フェージングやブロック等によって発生した信号電力の落ち込みを示しており、よって本実施例では、図2に示す4シンボル分の情報が失われたこととする。

【0064】本実施例では、BPSK変調方式を採用しているため、受信信号の搬送波と局部搬送波の周波数と位相の同期が完全であれば、本実施例の検波手段4000aからのI成分にのみ、復調データ成分が出力される

ことになるが、同期引込み時や受信信号電力を検出する場合には、I成分、Q成分の両方を用いる必要があるため、検波手段4000aからは、I成分とQ成分を出力する。

【0065】A/D変換器14は、ミキサ12からのアナログ信号を、A/D変換器15は、ミキサ13からのアナログ信号を、ディジタル信号であるベースバンドスペクトル拡散信号にそれぞれ変換し、スペクトル逆拡散手段5000に供給する。スペクトル逆拡散手段5000における逆拡散回路16は、A/D変換器14からの信号を前記拡散符号 a_n で逆拡散し、逆拡散回路17は、A/D変換器14からの信号を前記拡散符号 b_n で逆拡散する。一方、スペクトル逆拡散手段5000における逆拡散回路18は、A/D変換器15からの信号を前記拡散符号 a_n で逆拡散し、逆拡散回路19は、A/D変換器15からの信号を前記拡散符号 b_n で逆拡散する。また各逆拡散回路は、拡散符号発生器103を内蔵しており、逆拡散するタイミングから1チップ時間前後させた2つの拡散符号を、初期捕捉/同期追跡回路20に出力する。

【0066】同期手段4000bにおける初期捕捉/同期追跡回路20は、拡散符号発生器103から出力される拡散符号を、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に含まれる拡散符号に同期させる初期捕捉と、確立した同期を追跡する同期追跡を行う。前記初期捕捉には、例えば文献「スペクトル拡散通信システム」(横山光雄著、科学技術出版社、1988年)に記載されている、単純サーチ方式などがある。また前記同期追跡には、例えば前記文献に記載されているベースバンド遅延ロックループ(DLL)などがある。初期捕捉/同期追跡回路20は、A/D変換器14、15からのベースバンドスペクトル拡散信号と、各逆拡散回路からの拡散符号を用いて、ベースバンドスペクトル拡散信号に含まれる拡散符号の初期捕捉/同期追跡を行い、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に含まれる拡散符号ビットに同期するチップクロックと、前記ベースバンドスペクトル拡散信号に含まれる復調データに同期するシンボルクロックを、各逆拡散回路に出力する。

【0067】各逆拡散回路の内部の動作を、図3を用いて説明する。A/D変換器からのベースバンドスペクトル拡散信号は、入力端子100から逆拡散器102に入力される。一方、拡散符号発生器103は、入力端子101からの前記チップクロックに同期した拡散符号を出力する。逆拡散器102は、入力端子100からの信号に、拡散符号発生器103からの拡散符号を乗算することで逆拡散を行う。積分器104は、逆拡散された信号を入力端子101からのチップクロックの周期で積分して出力する。そして、入力端子107からのシンボルクロックの立上がり毎に、積分データをゼロにリセットする。D-フリップフロップ105は、積分器104から

チップクロック周期で出力される積分データを、シンボルクロック周期でリタイミングし、リタイミング時の積分データを、復調データとして出力端子106から出力する。

【0068】図2に、逆拡散回路16、17、18、19からの復調データ系列を、それぞれ ZaQ_k 、 $ZDbQ_k (=ZbQ_{(k-5)})$ 、 ZaI_k 、 $ZDbI_k (=ZbI_{(k-5)})$ (k は整数)と称して示す。逆拡散後の各 I 成分、 Q 成分の信号の斜線部は、フェージングやブロッケージ等によって発生した信号電力の落ち込みにより、情報が失われていることを意味する。本実施例では、送信側で b_n によって拡散する側のデータ系列に5シンボルの遅延を与えているため、信号電力の落ち込みによって失われる ZaQ_k 、 ZaI_k の4シンボル分のデータと、 $ZDbQ_k$ 、 $ZDbI_k$ の4シンボル分のデータは異なる。本実施例では、 a_n による拡散/逆拡散データ系列の失われるデータは、送信データ X_{1-3} 、 X_{1-4} 、 X_{1-5} 、 X_{1-6} に対応するデータ $ZaI_{(1-3)}$ 、 $ZaI_{(1-4)}$ 、 $ZaI_{(1-5)}$ 、 $ZaI_{(1-6)}$ および、 $ZaQ_{(1-3)}$ 、 $ZaQ_{(1-4)}$ 、 $ZaQ_{(1-5)}$ 、 $ZaQ_{(1-6)}$ であり、 b_n による拡散/逆拡散データ系列の失われるデータは、送信データ X_{1-2} 、 X_{1-1} 、 X_1 、 X_{1-1} に対応するデータ $ZbI_{(1-2)}$ 、 $ZbI_{(1-1)}$ 、 ZbI_1 、 $ZbI_{(1-1)}$ および、 $ZbQ_{(1-2)}$ 、 $ZbQ_{(1-1)}$ 、 ZbQ_1 、 $ZbQ_{(1-1)}$ である。

【0069】次に時間遅延調整手段6000における遅延回路21は、逆拡散回路16、18から出力される ZaQ_k 、 ZaI_k を、送信側の遅延回路02の遅延時間だけ遅延させて出力する。よって本実施例では、遅延回路21の遅延時間は5シンボル分となる。一方逆拡散回路17、19から出力される復調データ系列 $ZDbQ_k$ 、 $ZDbI_k$ は遅延されずに時間遅延調整手段6000から出力される。図2に、遅延回路21によって5シンボル遅延されて出力される復調データ系列を、それぞれ $ZDaQ_k$ ($ZaQ_{(k-5)}$)、 $ZDaI_k$ ($ZaI_{(k-5)}$) (k は整数)と称して示す。この時間遅延調整手段6000による遅延操作によって、信号電力算出手段22とダイバーシティ手段9000内のダイバーシティ回路23に入力される、 a_n による拡散/逆拡散データ系列と b_n による拡散/逆拡散データ系列は、同一の時間に同一のデータをそれぞれ示すことになる。

【0070】信号電力算出手段22は、 $ZDaQ_k$ 、 $ZDaI_k$ 、 $ZDbQ_k$ 、 $ZDbI_k$ (k は整数)の各復調データ系列を用いて、 a_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P1_k$ (k は整数)、 b_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P2_k$ (k は整数)と、図2に示すタイミングで2つの電力の合計 SP_k (k は整数)を出力する。信号電力 $P1_k$ は、例えば $ZDaQ_k$ の2乗と、 $ZDaI_k$ の2乗の和、また信号電力 $P2_k$ は、例えば $ZDbQ_k$ の2乗と、 $ZDbI_k$ の2乗の和を求めることで、それぞれ得ることができる。

【0071】ダイバーシティ手段9000におけるダイバーシティ回路23は、信号電力算出手段22からの $P2_k$ 、 $P1_k$ と、遅延回路21からの復調データ系列 $ZDaI_k$ 、逆拡散回路19からの復調データ系列 $ZDbI_k$ を用いてダイバーシティを行う。各 I 、 Q 成分のデータとそのデータに対応する信号電力は、時間差なく同時にダイバーシティ回路23に入力される。

【0072】本実施例のダイバーシティ手段9000におけるダイバーシティ回路23の動作を説明する。比較器204は、 $P1_k$ と $P2_k$ を比較して、 $P1_k > P2_k$ の場合は復調データ系列 $ZDaI_k$ を、 $P1_k < P2_k$ の場合は復調データ系列 $ZDbI_k$ を選択する選択信号を選択器205に出力する。選択器205は、比較器204からの選択信号によって、復調データ系列 $ZDaI_k$ と、復調データ系列 $ZDbI_k$ の、どちらか一方を選択して、合成復調データ系列 S_k (k は整数)として出力する。以上のように、信号電力によって復調データ系列を選択する動作により、選択ダイバーシティを実現している。

【0073】本受信機では、フェージング等による受信信号電力の増減に起因して、ダイバーシティ回路23からの合成復調データ系列 S_k の振幅も増減する。ダイバーシティ手段9000における軟判定回路24は、この受信信号電力の増減によって変動する合成復調データ系列 S_k の振幅を、デジタル的に補正する回路である。軟判定回路24では、ダイバーシティ回路23からの合成復調データを、信号電力算出手段22から出力される SP_k が大きな場合、即ち大きな受信信号電力が得られている場合は、軟判定しきい値間隔を広く取り、 SP_k が小さな場合、即ち小さな受信信号電力が得られている場合は、軟判定しきい値間隔を狭く取ること、合成復調データの振幅補正を行った判定データ系列 SR_k を出力する。図17、図18に、一例として合成復調データ系列 S_k を、0~7の8値に変換する場合の、軟判定回路24の処理を示す。図17は、受信電力が大きい場合の軟判定処理、図18は、受信電力が小さい場合の軟判定処理を示した図である。各図の(a)は合成復調データ系列 S_k 、(b)は判定データ系列 SR_k を示しており、各図(a)の各点線は、軟判定しきい値である。受信電力が大きい場合、合成復調データ系列 S_k の振幅は、図17(a)に示すように大きくなるため、軟判定回路24では、点線の軟判定しきい値間隔を広く取って、図17(b)に示すような8値の判定データ系列に変換する振幅補正を行う。また受信電力が小さい場合、合成復調データ系列 S_k の振幅は図18(a)に示すように小さくなるため、軟判定回路24では、点線の軟判定しきい値間隔を狭く取って、図18(b)に示すような8値の判定データ系列に変換する振幅補正を行う。ダイバーシティ手段9000は、以上のように制御された判定データ系列 SR_k (k は整数)を受信データ出力端

子27から出力する。

【0074】同期手段4000b内の制御手段25における電力比較器251は、信号電力算出手段22から出力される SP_k と、あるしきい値とを比較し、受信信号電力の落込みによって SP_k がしきい値以下になった場合、受信信号電力の落込みを示す電力落込み信号を出力する。

【0075】制御手段25内の予測手段25aにおける制御信号合成・選択器252は、前記受信信号電力落込み信号と、受信信号電力が落込むタイミングを示す外部信号が得られる場合、その外部信号を入力とし、これら2つの信号の一方をスイッチによって選択するか、合成して出力する。この電力比較器251からの出力信号は、同期手段4000bの動作を停止させるホールド信号となる。前記ホールド信号は、受信電力の落込んでいる時間を論理“1”で表現し、それ以外は論理“0”で表現する、1ビットの信号である。

【0076】次に予測手段25aにおける周期性検出回路253は、制御信号合成・選択器252から出力されるホールド信号を用いて、受信信号電力の落込みの周期性の存在を検出し、存在する場合は、受信信号電力の落込みの周期及び位相を示すデータを出力する。受信信号電力の落込みの周期性の存在の検出法としては、DFT方式によるものなどがある。

【0077】予測手段25aにおけるタイミング予測回路254は、周期性検出回路253からの受信信号電力落込みの周期及び位相を示すデータを用いて、未来における受信信号電力の落込みの時間に同期手段4000bの動作を停止させる、予測ホールド信号を出力する。前記予測ホールド信号は、受信電力の落込む予測時間が算出された場合、その落込む予測時間に、予測ホールド信号を論理“1”で表現し、それ以外は論理“0”で表現する1ビットの信号である。

【0078】予測手段25aにおける合成制御回路255は、制御信号合成・選択器252からのホールド信号と、タイミング予測回路254からの予測ホールド信号を論理和による合成法で出力する。よって信号電力の落込みに周期性が存在しない場合、入力の予測ホールド信号が常に論理“0”となるため、合成制御回路255からの合成制御信号は、即ち制御信号合成・選択器252からのホールド信号となり、予測手段25aは、ホールド信号による同期手段4000bの制御を行う。また、信号電力の落込みに周期性が存在する場合、予測手段25aは、予測時間に予め同期手段4000bの制御を行い、かつ信号電力の落込みが検出された場合の同期手段4000bの制御も行う。

【0079】同期手段4000におけるAFC/APC回路26は、逆拡散回路16、17、18、19から出力されるI成分、Q成分の各データを用いて、受信IF信号とVCO10から出力される搬送波の周波数と位相

のオフセット量をそれぞれ求め、VCO10に入力する電圧を搬送波の周波数と位相のオフセット量をゼロにするように制御する、周波数制御と位相制御を行う。AFC回路は、例えばFrancis D.Natali “AFC Tracking Algorithms” IEEB Transaction on Communications Vol.c om-32, No.8, pp935-947, August 1984に記載されているもので実現できる。またAPC回路は、例えば前記文献「スペクトル拡散通信システム」に記載されているコストループで実現できる。

10 【0080】本実施例1は、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ 、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散/逆拡散を行えばよい。

【0081】以上のように本実施例1は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、選択ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。

【0082】また従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置では、遅延させるデータ系列の数 K が増加すると、変調方式は 2^K 値をとる変調方式を使用する必要があり、変復調装置のハードウェア規模が、指数関数的に複雑となり、かつ増加するのに対し、本実施例1では、遅延させるデータ系列の数 K だけ、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散/逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。

【0083】実施例2. 本実施例は送信側でBPSK変調したデータを、受信側で同期検波を行う、同期検波型のスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには等利得合成ダイバーシティを用いたものである。

【0084】以下、図を参照して実施例2について説明する。図4は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる送受信機の一実施例の構成を示すブロック図であり、22bは信号電力検出手段、23aはダイバーシティ回路、207は合成器である。なお図1と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

【0085】次に動作について説明する。以下、本実施例は簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与

えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0086】実施例2では、実施例1と同様、送信機において、送信データ遅延手段1000、スペクトル拡散手段2000、変調手段3000によってデータを送信し、受信機において、検波手段4000a、同期手段4000b、スペクトル逆拡散手段5000、遅延時間調整手段6000によって、 $ZDaI_k$ 、 $ZDaQ_k$ 、 $ZDbI_k$ 、 $ZDbQ_k$ の各復調データ系列が得られる。信号電力算出手段22bでは、 $ZDaI_k$ の2乗と $ZDaQ_k$ の2乗の和と、 $ZDbI_k$ の2乗と $ZDbQ_k$ の2乗の和が加算された、2つの電力の合計 SP_k が出力される。

【0087】ダイバーシティ手段9000におけるダイバーシティ回路23aでは、遅延時間調整手段6000からの復調データ系列 $ZDaI_k$ と、 $ZDbI_k$ を入力とする。ダイバーシティ回路23a内の合成器207は、復調データ系列 $ZDaI_k$ と、復調データ系列 $ZDbI_k$ を加算し、その値を合成復調データ系列 S_k （ k は整数）として出力する。以上のように、2つの復調データ系列を加算する動作により、等利得合成ダイバーシティを実現している。

【0088】ダイバーシティ手段9000における軟判定回路24は、信号電力算出手段22bから出力される SP_k によって、実施例1と同様な処理が行われ、軟判定データ SR_k （ k は整数）を受信データ出力端子27から出力する。

【0089】以上の実施例2における動作のタイミングは、図2に示す通りである。同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実施例1と同様の動作を行い、同期手段4000bを制御する。

【0090】本実施例2では、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ 、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散／逆拡散を行えばよい。

【0091】以上のように本実施例2は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、等利得ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ

系列の数 K が増加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散／逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。

【0092】実施例3、本実施例は送信側でBPSK変調したデータを、受信側で同期検波を行う、同期検波型のスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには最大比合成ダイバーシティを用いたものである。

【0093】以下、図を参照して実施例3について説明する。図5は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる送受信機の一実施例の構成を示すブロック図であり、207aは合成器、208は係数算出手段、209、210はミキサ、211は最大比合成手段である。なお図1と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

【0094】次に動作について説明する。以下、本実施例は簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0095】実施例2では、実施例1と同様、送信機において、送信データ遅延手段1000、スペクトル拡散手段2000、変調手段3000によってデータを送信し、受信機において、検波手段4000a、同期手段4000b、スペクトル逆拡散手段5000、遅延時間調整手段6000、信号電力算出手段22によって、 $ZDaI_k$ 、 $ZDbI_k$ の各復調データ系列と、 a_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P1_k$ 、 b_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P2_k$ と、2つの電力の合計 SP_k を出力する。

【0096】ダイバーシティ手段9000におけるダイバーシティ回路23では、遅延時間調整手段6000からの復調データ系列 $ZDaI_k$ 、 $ZDbI_k$ と、受信信号の信号電力 $P1_k$ 、 $P2_k$ を入力とする。

【0097】ダイバーシティ回路23内の、係数算出手段208では、信号電力 $P1_k$ 、 $P2_k$ を用いて、 $H1_k = P1_k / (P1_k + P2_k)$ （但し k は整数）と、 $H2_k = P2_k / (P1_k + P2_k)$ （但し k は整数）の各係数を算出し出力する。

【0098】ダイバーシティ手段9000内の最大比合成手段211において、ミキサ209は、復調データ系列 $ZDaI_k$ と $H1_k$ を乗算し、ミキサ210は、復調データ系列 $ZDbI_k$ と $H2_k$ を乗算する。合成器207aは、これらミキサ209からの乗算値と、ミキサ210からの乗算値を加算し、その加算値を合成復調データ系列 S_k として出力する。以上のように、2つの復調データ系列に、2つの受信電力比を重み付けして加算する動作により、最大比合成ダイバーシティを実現してい

る。

【0099】ダイバーシティ手段9000における軟判定回路24は、信号電力算出手段22から出力される SP_k によって、実施例1と同様な処理が行われ、軟判定データ SR_k (k は整数)を受信データ出力端子27から出力する。以上の実施例3における動作のタイミングは、図2に示す通りである。

【0100】同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実施例1と同様の動作を行い、同期手段4000bを制御する。

【0101】本実施例3では、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ 、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散/逆拡散を行えばよい。

【0102】以上のように本実施例3は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、最大比合成ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ系列の数 K が増加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散/逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。

【0103】実施例4。本実施例は送信側でデータを差動符号化してからBPSK変調し、受信側で遅延検波を行う、遅延検波型のスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには選択ダイバーシティを用いたものである。

【0104】次に、図を参照して実施例4について説明する。図6は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる実施例4の送受信機の構成を示すブロック図であり、7000は遅延検波手段、14a、15aはローパスフィルタ、26aはAFC回路、29は差動符号化手段、30、31は遅延検波回路である。なお図1と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

【0105】次に動作について説明する。以下、本実施例では簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイ

バーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0106】送信機側では、差動符号化手段29は、入力端子01から入力される“0”と“1”で表されるデジタル送信データに対して、差動符号化を行う。図7に符号化前の送信データ系列 X_k (k は整数)と差動符号化されたデータ系列 Xd_k (k は整数)を示す。 Xd_k

は X_k と、 X_{k+1} の排他的論理和で求まる。データ系列 Xd_k は、以降実施例1と同様に、拡散回路03で拡散符号 a_n によってスペクトル拡散され、データ系列 Yda_k (k は整数)となり、一方は遅延回路02で L シンボル遅延されたデータ系列 XDd_k に変換後、拡散回路04で拡散符号 b_n によってスペクトル拡散され、データ系列 $YDdb_k$ (k は整数)となる。

【0107】本実施例では、フェージングやブロック等による信号電力の落ち込みによってデータが数シンボル失われた場合、遅延検波方式を行っているため、実施例1の同期検波方式と比較して1シンボル分多く影響を受ける。よって遅延回路02で設定する遅延シンボル数 L は、受信側においてフェージングやブロック等によって発生が予想される信号電力の落ち込みの時間を $Td[s]$ とすると、データ伝送速度が $R[symbol/s]$ のシステムでは、 $L \geq Td \times R + 1$ に設計される。また、受信信号電力の減衰に周期性が存在する場合、その周期の平均を $Tr[s]$ とすると、データ伝送速度が $R[symbol/s]$ のシステムでは、 $(m+1)Tr \times R \geq L \geq (Td + mTr) \times R + 1$ に設計される(但し $m=0,1,2,3, \dots$)。本実施例では $L=6$ シンボルとし、よって遅延回路02から出力されるデータ系列は、 $XDd_k = Xd_{(k-6)}$ (k は整数)となる。

【0108】変調手段3000における合成回路05では、データ系列 Yda_k とデータ系列 $YDdb_k$ は合成され、データ系列 Td_k (k は整数)として出力され、データ系列 Td_k はミキサ07で搬送波と乗算されて、BPSK変調される。送信用のアンテナ08は、この変調信号を送出する。

【0109】受信機側では、実施例1と同様に、検波手段4000a内のアンテナ09で信号を受信し、受信信号を2つのミキサ12、13に入力する。本実施例において、同期手段4000bでは、局部搬送波を受信信号の搬送波に周波数同期させる制御だけを行い、位相同期させる制御は行われない。

【0110】ミキサ13では受信信号とVCO10からの搬送波を、またミキサ12では、受信信号と90°移相器11からの90°移相された搬送波を、それぞれ乗算し、ローパスフィルタ14a、15aでフィルタリングして、合成拡散信号のI成分とQ成分を出力する。本実施例4ではBPSK変調方式を用いているが、同期手段4000bに、受信搬送波に位相同期した搬送波を再生する機能がないため、受信信号の搬送波と局部搬送波には定常位相差が存在することになる。よって、データ

成分は常時I成分、Q成分の両方に存在する。

【0111】以降I成分、Q成分の受信された合成拡散信号 Rd_k (k は整数)は、実施例1と同様に、A/D変換器14、15でベースバンドスペクトル拡散信号にそれぞれ変換後、スペクトル逆拡散手段5000内の逆拡散回路16、17、18、19で拡散符号 a_n と拡散符号 b_n でそれぞれ逆拡散される。

【0112】遅延検波手段7000における遅延検波回路30は、逆拡散回路16から出力される復調データ系列 $ZdaQ_k$ (k は整数)と、逆拡散回路18から出力される復調データ系列 $ZdaI_k$ (k は整数)を用いて複素乗算による遅延検波を行い、遅延検波後のI成分、Q成分の復調データ系列をそれぞれ ZaQ_k 、 ZaI_k (k は整数)と称して出力する。同様に、遅延検波手段7000における遅延検波回路31は、逆拡散回路17から出力される復調データ系列 $ZDdbQ_k$ と、逆拡散回路19から出力される復調データ系列 $ZDdbI_k$ を用いて複素乗算による遅延検波を行い、遅延検波後のI成分、Q成分の復調データ系列をそれぞれ $ZDbI_k$ 、 $ZDbQ_k$ (k は整数)と称して出力する。

【0113】図7における斜線部は実施例1と同様の要因で、データが失われていることを意味するが、遅延検波前の各復調データ系列、 $ZdaQ_k$ 、 $ZdaI_k$ 、 $ZDdbQ_k$ 、 $ZDdbI_k$ ではデータの欠落が4シンボル分であるのに対し、遅延検波後の各復調データ系列、 ZaQ_k 、 ZaI_k 、 $ZDbQ_k$ 、 $ZDbI_k$ では遅延検波を行うため、データの欠落が5シンボル分となる。

【0114】遅延検波回路30から出力される復調データ系列 ZaQ_k 、 ZaI_k (k は整数)は、遅延時間調整手段6000内の遅延回路21で、送信側の遅延回路02の遅延時間(=6シンボル)だけ遅延され、それぞれ図7に示す復調データ系列 $ZDaI_k$ 、 $ZDaQ_k$ で信号電力算出手段22に出力される。

【0115】信号電力算出手段22は、 $ZDaQ_k$ 、 $ZDaI_k$ 、 $ZDbQ_k$ 、 $ZDbI_k$ (k は整数)の各復調データ系列を用いて、実施例1と同様に、 a_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P1_k$ (k は整数)、 b_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P2_k$ (k は整数)と、図7に示すタイミングで2つの電力の合計 SP_k (k は整数)を出力する。

【0116】本実施例におけるダイバーシティ手段9000の動作は、実施例1と同じであり、ダイバーシティ回路23における比較器204と選択器205は、受信信号電力の大きい方の復調データ系列を選択することで選択ダイバーシティが行われ、軟判定回路24は、選択された合成復調データの振幅を補正し、振幅補正された合成復調データを、判定データ系列 SR_k (k は整数)として、受信データ出力端子27から出力する。

【0117】また同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実

施例1と同様にフェージングやブロックage等の要因によって信号電力の落込みを検出し、受信信号電力の落込み時に、同期手段4000b内の初期捕捉/同期追跡回路20や、AFC回路26aが誤動作しないように、各動作を停止する制御信号を出力する。

【0118】同期手段4000b内のAFC回路26aは、実施例1と同様に、逆拡散回路16、17、18、19から出力されるI成分、Q成分の各復調データを用いて、受信信号の搬送波の周波数とVCO10から出力される局部搬送波の周波数とのオフセット量を求め、VCO10に入力する電圧を、周波数オフセット量をゼロに制御するような、周波数制御を行う。

【0119】本実施例4は、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ とする、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散/逆拡散を行えばよい。

20 【0120】以上のように本実施例4は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて、差動符号化された時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散され、遅延検波された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、選択ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ系列の数 K が増加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散/逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。更に遅延検波方式を用いているため、搬送波再生による位相同期を必要とせず、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、本実施例の装置は安定に動作する。

30 【0121】実施例5。本実施例は送信側でデータを差動符号化してからBPSK変調し、受信側で遅延検波を行う、遅延検波型のスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには等利得合成ダイバーシティを用いたものである。

【0122】次に、図を参照して実施例5について説明する。図8は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる実施例5の送受信機の構成を示すブロック図であり、22bは信号電力算出手段、23aはダイバーシティ回路、207は合成器である。なお図6と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

50 【0123】次に動作について説明する。以下、本実施

例は簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0124】実施例5では、実施例4と同様、送信機において、差動符号化手段29、送信データ遅延手段1000、スペクトル拡散手段2000、変調手段3000によってデータを送信し、受信機において、検波手段4000a、同期手段4000b、スペクトル逆拡散手段5000、遅延検波手段7000、遅延時間調整手段6000によって、 $ZDaI_k$ 、 $ZDaQ_k$ 、 $ZDbI_k$ 、 $ZDbQ_k$ の各復調データ系列が得られる。

【0125】信号電力算出手段22bでは、 $ZDaI_k$ の2乗と $ZDaQ_k$ の2乗の和と、 $ZDbI_k$ の2乗と $ZDbQ_k$ の2乗の和が加算され、2つの電力の合計 SP_k が出力される。

【0126】ダイバーシティ手段9000におけるダイバーシティ回路23aでは、実施例2と同様に遅延時間調整手段6000からの復調データ系列 $ZDaI_k$ と、 $ZDbI_k$ を加算し、その値を合成復調データ系列 S_k （ k は整数）として出力することで、等利得合成ダイバーシティを行っている。

【0127】ダイバーシティ手段9000における軟判定回路24は、信号電力算出手段22bから出力される SP_k によって、実施例1と同様な処理が行われ、判定データ系列 SR_k （ k は整数）を受信データ出力端子27から出力する。以上の実施例5における動作のタイミングは、図7に示す通りである。

【0128】また同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実施例1と同様の動作を行い、同期手段4000bを制御する。

【0129】本実施例5では、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ 、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散／逆拡散を行えばよい。

【0130】以上のように本実施例5は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて、差動符号化された時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散され、遅延検波された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、等利得合成ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ系列の数 K が増

加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散／逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。更に遅延検波方式を用いているため、搬送波再生による位相同期を必要とせず、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、本実施例の装置は安定に動作する。

【0131】実施例6. 本実施例は送信側でデータを差動符号化してからBPSK変調し、受信側で遅延検波を行う、遅延検波型のスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには最大比合成ダイバーシティを用いたものである。

【0132】次に、図を参照して実施例6について説明する。図9は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる実施例6の送受信機の構成を示すブロック図であり、207aは合成器、208は係数算出手段、209、210はミキサ、211は最大比合成手段である。なお図6と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

20 【0133】次に動作について説明する。以下、本実施例は簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0134】実施例6では、実施例4と同様、送信機において、差動符号化手段29、送信データ遅延手段1000、スペクトル拡散手段2000、変調手段3000によってデータを送信し、受信機において、検波手段4000a、同期手段4000b、スペクトル逆拡散手段5000、遅延検波手段7000、遅延時間調整手段6000、信号電力算出手段22によって、 $ZDaI_k$ 、 $ZDbI_k$ の各復調データ系列と、 a_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P1_k$ 、 b_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P2_k$ と、2つの電力の合計 SP_k を出力する。

30 【0135】本実施例におけるダイバーシティ手段9000は、最大比合成ダイバーシティ通信装置を用いており、その動作は、実施例3と同様であり、ダイバーシティ回路23における係数算出手段208と、最大比合成手段211によって、最大比合成された合成復調データ系列を得、軟判定回路24は、合成復調データの振幅補正を行い、判定データ系列 SR_k （ k は整数）を受信データ出力端子27から出力する。以上の実施例3における動作のタイミングは、図7に示す通りである。

【0136】また同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実施例1と同様の動作を行い、同期手段4000bを制御する。

50 【0137】本実施例6では、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ 、即ち2

個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散/逆拡散を行えばよい。

【0138】以上のように本実施例6は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて、時間遅延差のある差動符号化された $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散され、遅延検波された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、最大比合成ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ系列の数 K が増加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散/逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。更に遅延検波方式を用いているため、搬送波再生による位相同期を必要とせず、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、本実施例の装置は安定に動作する。

【0139】実施例7. 本実施例は送信側でデータをBPSK変調し、受信側で準同期検波を行い、受信搬送波の位相の回転を、フィードフォワード型のAPC回路で補正するスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには選択ダイバーシティを用いたものである。フィードフォワード型のAPC回路には、例えば Andrew J. Viterbi, Audrey M. Viterbi, "Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier Phase with Application to Burst Digital Transmission" IEEE Transaction on Information Theory, vol. It-29, no. 4, pp543-551, July, 1983に記載されているものがある。以下、本実施例では、上記文献のAPC回路をビタビ&ビタビAPC回路と称し、フィードフォワード型のAPC回路に、上記ビタビ&ビタビAPC回路を用いた場合について説明する。

【0140】以下、図を参照して実施例7について説明する。図10は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる送受信機の一実施例の構成を示すブロック図であり、8000は位相同期手段、26aはAFC回路、32、33はビタビ&ビタビAPC回路である。なお図1と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

【0141】図11はビタビ&ビタビAPC回路の構成図であり、300、301は入力端子、302は2乗器、303、304は平均化回路、305は座標変換回路、306は除算回路、307は正弦波発生回路、308は複素乗算器、309、310は出力端子である。

【0142】次に動作について説明する。以下、本実施例では簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0143】送信機側では、実施例1と全く同じ動作によってデータを送信する。遅延回路02の遅延シンボル数 L は、実施例1と同様に、ブロック等起因する受信信号電力の減衰に対応するために設けられているものであり、対応しようとする最大減衰時間を $T_d[s]$ とすると、データ伝送速度が $R[\text{symbol}/s]$ のシステムでは、設定する遅延シンボル数 $L[\text{symbol}]$ は、 $L \geq T_d \times R$ に設計される。また、受信信号電力の減衰に周期性が存在する場合、その周期の平均を $T_r[s]$ とすると、データ伝送速度が $R[\text{symbol}/s]$ のシステムでは、設定する遅延シンボル数 $L[\text{symbol}]$ は、 $(m+1)T_r \times R \geq L \geq (T_d + mT_r) \times R$ に設計される(但し $m=0, 1, 2, 3, \dots$)。

【0144】本実施例では、受信搬送波の位相回転の補正に、逆拡散手段5000と遅延時間調整手段6000の間に位置するフィードフォワード型のAPC回路を用いるため、受信信号の搬送波に局部搬送波の位相を同期させる必要はない。よってVCO10は、AFC回路による受信信号の搬送波に局部搬送波の周波数を同期させる制御だけを受ける。受信機側では実施例1と同様に、検波手段4000a内のアンテナ09で信号を受信し、受信信号を2つのミキサ12、13に入力する。検波手段4000aにおけるミキサ13では、受信信号とVCO10からの搬送波を、またミキサ12では、受信信号と90°移相器11からの90°移相された搬送波を、それぞれ乗算し、ローパスフィルタ14a、15aでローパスフィルタリングして、I成分とQ成分を得る。本実施例では、受信信号の搬送波と局部搬送波には定常位相差が存在するため、常時I成分、Q成分の両方を用いて処理を行う必要がある。

【0145】以降I成分、Q成分の受信された合成拡散信号 R_k' (k は整数)は、実施例1と同様に、A/D変換器14、15でデジタル信号であるベースバンドスペクトル拡散信号にそれぞれ変換後、スペクトル逆拡散手段5000内の逆拡散回路16、17、18、19で拡散符号 a_n と拡散符号 b_n でそれぞれ逆拡散される。

【0146】位相同期手段8000内のビタビ&ビタビAPC回路32は、逆拡散回路16から出力される復調データ系列 $Z a Q_k'$ (k は整数)と、逆拡散回路18から出力される復調データ系列 $Z a I_k'$ (k は整数)に対して準同期によるデータの位相回転の補正を行い、位相回転補正後のI成分、Q成分の復調データ系列をそれぞれ $Z a Q_k$ 、 $Z a I_k$ (k は整数)と称して出力する。同様に、位相同期手段8000内のビタビ&ビタビ

APC回路33では、逆拡散回路17から出力される復調データ系列 $ZDbQ_k'$ (k は整数)と、逆拡散回路19から出力される復調データ系列 $ZDbI_k'$ (k は整数)に対して準同期による受信搬送波の位相回転の補正を行い、位相回転補正後のI成分、Q成分の復調データ系列をそれぞれ $ZDbQ_k$ 、 $ZDbI_k$ (k は整数)と称して出力する。

【0147】本ビタビ&ビタビAPC回路の動作を、図11を用いて説明する。2乗器302は、入力端子300からのQ成分入力データと入力端子301からのI成分入力データに対して2乗操作を行い、PSK信号のデータ変調成分を除去する。

【0148】更に2乗後のI成分は平均化回路303に、2乗後のQ成分は平均化回路304にそれぞれ入力され、雑音が低減されて出力される。座標変換回路305は、平均化回路303からの出力を FI_k (k は整数)、平均化回路304からの出力を FQ_k (k は整数)とすると、 $\theta_k = \tan^{-1}(FI_k / FQ_k)$ (k は整数)を求めて出力する。

【0149】除算回路306は、305からのデータ θ_k を2で除算する。この除算されたデータ $\theta_k / 2$ は、推定される搬送波位相である。正弦波発生回路307は、搬送波位相 $\theta_k / 2$ である2つの正弦波 $\cos(\theta_k / 2)$ および $\sin(\theta_k / 2)$ を出力する。

【0150】複素乗算器308は、正弦波 $\cos(\theta_k / 2)$ 及び $\sin(\theta_k / 2)$ と、入力端子301からのI成分入力データ及び、入力端子300からのQ成分入力データで複素乗算を行い、準同期による位相回転を補正したI成分データとQ成分データを、それぞれ出力端子309、310から出力する。本実施例ではBPSK変調方式を用いているため、周波数制御、位相補正が完全に行われていれば、I成分データにのみ復調データ成分が存在することになるが、信号電力検出手段22における受信信号電力の算出には、これらI、Q成分を用いる必要があるため、I・Q両成分を出力する。

【0151】ビタビ&ビタビAPC回路32から出力される、位相回転補正後の復調データ系列 ZaQ_k 、 ZaI_k (k は整数)は、実施例1と同様に遅延回路21で送信側の遅延回路02の遅延時間(=5シンボル)だけ遅延され、それぞれ図12に示す復調データ系列 $ZDaI_k$ 、 $ZDaQ_k$ で信号電力検出手段22に出力される。図12における斜線部は実施例1と同様の要因で、データが失われていることを意味する。本実施例でも、 $ZDaI_k$ と $ZDaQ_k$ の失われたデータと、 $ZDbI_k$ と $ZDbQ_k$ の失われたデータは異なっていることがわかる。

【0152】信号電力算出手段22は、 $ZDaQ_k$ 、 $ZDaI_k$ 、 $ZDbQ_k$ 、 $ZDbI_k$ (k は整数)の各復調データ系列を用いて、実施例1と同様に、 a_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P1_k$ (k は整数)、 b_n で逆拡

散された受信信号の信号電力 $P2_k$ (k は整数)と、図12に示すタイミングの2つの電力の合計 SP_k (k は整数)を出力する。本実施例におけるダイバーシティ手段9000の動作は、実施例1と同じであり、ダイバーシティ回路23における比較器204と選択器205は、受信信号電力の大きい方のデータ系列を選択することで選択ダイバーシティを実現し、軟判定回路24は、選択された合成復調データの振幅範囲を一定に制御し、判定データ系列 SR_k (k は整数)を受信データ出力端子27から出力する。

【0153】また同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実施例1と同様フェージングやブロックage等の要因によって信号電力の落込みを検出あるいは予測し、受信信号電力の落込み時に、同期手段4000b内の初期捕捉/同期追跡回路20、APC回路26a、及び位相制御手段8000内のビタビ&ビタビAPC回路32、33が誤動作しないように、各動作を停止させる制御信号を出力する。

20 【0154】同期手段4000b内のAPC回路26aは、実施例1と同様に逆拡散回路16、17、18、19から出力されるI成分、Q成分の各復調データを用いて、受信信号の搬送波の周波数とVCO10から出力される局部搬送波の周波数とのオフセット量を求め、VCO10に入力する電圧を、周波数オフセット量をゼロに制御するような、周波数制御を行う。

30 【0155】本実施例7は、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ とする、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散/逆拡散を行えばよい。

40 【0156】以上のように本実施例7は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて、時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散され、位相補正された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、選択ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ系列の数 K が増加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散/逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。

50 【0157】また実施例7では、逆拡散後の復調データに対して位相回転の補正をデジタル処理で行うフィー

ドフォワード型のAPC回路を用いている。よって、位相同期手段を全てデジタル回路で構成可能であり、実施例1と比較して搬送波位相制御が簡単であり、回路の小型化、無調整化が実現可能である。更にフィードフォワード型のAPC回路を用いているため、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、本実施例の装置は安定に動作する。

【0158】実施例8、本実施例は送信側でデータをBPSK変調し、受信側で準同期検波を行い、受信搬送波の位相の回転を、フィードフォワード型のAPC回路で補正するスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには等利得合成ダイバーシティを用いたものである。またフィードフォワード型のAPC回路には、ビタビ&ビタビAPC回路を用いている。

【0159】以下、図を参照して実施例8について説明する。図13は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる送受信機の一実施例の構成を示すブロック図であり、22bは信号電力算出手段、23aはダイバーシティ回路、207は合成器である。なお図10と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

【0160】次に動作について説明する。以下、本実施例は簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0161】実施例8では、実施例7と同様、送信機において、送信データ遅延手段1000、スペクトル拡散手段2000、変調手段3000によってデータを送信し、受信機において、検波手段4000a、同期手段4000b、スペクトル逆拡散手段5000、位相制御手段8000、遅延時間調整手段6000によって、 $ZDaI_k$ 、 $ZDaQ_k$ 、 $ZDbI_k$ 、 $ZDbQ_k$ の各復調データ系列が得られる。

【0162】信号電力算出手段22bでは、 $ZDaI_k$ の2乗と $ZDaQ_k$ の2乗の和と、 $ZDbI_k$ の2乗と $ZDbQ_k$ の2乗の和が加算され、2つの電力の合計 SP_k が出力される。

【0163】ダイバーシティ手段9000におけるダイバーシティ回路23aでは、実施例2と同様に遅延時間調整手段6000からの復調データ系列 $ZDaI_k$ と、 $ZDbI_k$ を加算し、その値を合成復調データ系列 S_k (k は整数)として出力することで、等利得合成ダイバーシティを実現している。

【0164】ダイバーシティ手段9000における軟判定回路24は、信号電力算出手段22bから出力される SP_k によって、実施例1と同様な処理が行われ、判定データ SR_k (k は整数)を受信データ出力端子27から出力する。

【0165】以上の実施例8における動作のタイミング

は、図12に示す通りである。また同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実施例1と同様の動作を行い、同期手段4000bと位相制御手段8000を制御する。

【0166】本実施例8では、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ 、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散/逆拡散を行えばよい。

【0167】以上のように本実施例8は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて、時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散され、位相補正された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、等利得合成ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘話性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ系列の数 K が増加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散/逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。

【0168】また実施例8では、逆拡散後の復調データに対して位相回転の補正をデジタル処理で行うフィードフォワード型のAPC回路を用いている。よって、位相同期手段を全てデジタル回路で構成可能であり、実施例1と比較して搬送波位相制御が簡単であり、回路の小型化、無調整化が実現可能である。更にフィードフォワード型のAPC回路を用いているため、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、本実施例の装置は安定に動作する。

【0169】実施例9、本実施例は送信側でデータをBPSK変調し、受信側で準同期検波を行い、受信搬送波の位相の回転を、フィードフォワード型のAPC回路で補正するスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置であり、ダイバーシティには最大比合成ダイバーシティを用いたものである。またフィードフォワード型のAPC回路には、ビタビ&ビタビAPC回路を用いている。

【0170】以下、図を参照して実施例9について説明する。図14は、本発明によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信に用いる実施例9の送受信機の構成を示すブロック図であり、207aは合成器、208は係数算出手段、209、210はミキサ、211は最大比合成手段である。なお図10と同一部分は、同一符号を付してその説明を省略する。

【0171】次に動作について説明する。以下、本実施

例は簡単のため、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数は $K=2$ とする、2つの異なる拡散符号 a_n 、 b_n を用いたスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置を用いた場合について説明する。

【0172】実施例9では、実施例7と同様、送信機において、送信データ遅延手段1000、スペクトル拡散手段2000、変調手段3000によってデータを送信し、受信機において、検波手段4000a、同期手段4000b、スペクトル逆拡散手段5000、位相制御手段8000、遅延時間調整手段6000、信号電力算出手段22によって、 $ZDaI_k$ 、 $ZDbI_k$ の各復調データ系列と、 a_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P1_k$ 、 b_n で逆拡散された受信信号の信号電力 $P2_k$ と、2つの電力の合計 SP_k を出力する。

【0173】本実施例におけるダイバーシティ手段9000の動作は、実施例3と同じであり、ダイバーシティ回路23における係数算出手段208と、最大比合成手段211によって、合成復調データ系列を得る最大比合成ダイバーシティを行い、軟判定回路24は、合成復調データの振幅補正を行い、判定データ系列 SR_k (k は整数)を受信データ出力端子27から出力する。以上の実施例9における動作のタイミングは、図12に示す通りである。

【0174】また同期手段4000bにおける制御手段25、及び制御手段25における予測手段25aは、実施例1と同様の動作を行い、同期手段4000bと、位相制御手段8000を制御する。

【0175】本実施例9では、同時に送受信し、かつ異なる遅延が与えられたデータ系列の数を $K=2$ 、即ち2個のデータ系列によるスペクトル拡散時間ダイバーシティ通信装置について説明したが、 K は2以上であれば幾つであってもよく、 K 個の異なる拡散符号によって、 K 通りの異なる遅延量のデータ系列に対して、拡散/逆拡散を行えばよい。

【0176】以上のように本実施例9は、送信側では、異なる $K=2$ 個の拡散符号を用いて、時間遅延差のある $K=2$ 個のデータ系列に対してスペクトル拡散を行い、受信側では、送信側と同一の拡散符号でそれぞれ逆拡散され、位相補正された $K=2$ 個のデータ系列に対して、遅延量を一定に調整後、最大比合成ダイバーシティを行う時間ダイバーシティ通信装置であるため、従来の 2^K 値変調方式を用いた時間ダイバーシティ通信装置と比較して、スペクトル拡散通信の特徴である秘匿性、秘密性、対干渉性が優れ、周波数選択性フェージングに強い。また遅延させるデータ系列の数 K が増加する場合、異なる K 通りの拡散符号で K 通りの異なる遅延量のデータ系列を拡散/逆拡散するだけで各データ系列の送受が可能であり、従来例と同程度のハードウェア規模で、より K の増加に対応可能となる。

【0177】また実施例9では、逆拡散後の復調データ

に対して位相回転の補正をデジタル処理で行うフィードフォワード型のAPC回路を用いている。よって、位相同期手段を全てデジタル回路で構成可能であり、実施例1と比較して搬送波位相制御が簡単であり、回路の小型化、無調整化が実現可能である。更にフィードフォワード型のAPC回路を用いているため、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、本実施例の装置は安定に動作する。

【0178】

- 10 【発明の効果】請求項1、請求項4、請求項5及び請求項6に係る発明は、雑音やフェージング等による受信電力の落込みが頻繁に生じる場合でも、前記 K 個の復調データ系列を用いた時間ダイバーシティにより、良好なビット誤り率特性が実現され、またスペクトル拡散方式を用いることで、秘匿性、秘密性、耐干渉性に優れ、周波数選択性フェージングに強く、更に、ビット誤り率特性改善のために、異なる時間遅延が与えられた送信データ系列群の数 K を増やす場合、異なる拡散符号を K 個用意し、前記 K 個の各送信データ系列に対して、前記 K 個の拡散符号でスペクトル拡散と、スペクトル逆拡散を行えばよく、 K の増加に容易に対応可能であるという効果を奏する。

【0179】請求項2に係る発明は、前記請求項1の効果と、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における、周波数同期、位相同期、拡散符号との時間同期の各誤作動を回避することで、前記同期手段における、周波数同期、位相同期、拡散符号との時間同期の各同期特性と、ビット誤り率特性を、請求項1より更に改善できるという効果を奏する。

- 30 【0180】請求項3に係る発明は、前記請求項1、請求項2の効果と、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となるタイミングに周期性が存在する場合、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、位相同期、拡散符号との時間同期の各誤作動を予測し、未然に回避することで、前記同期手段における、周波数同期、位相同期、拡散符号との時間同期の各同期特性と、ビット誤り率特性を、請求項2より更に改善できるという効果を奏する。

- 40 【0181】請求項7、請求項10、請求項11及び請求項12に係る発明は、雑音やフェージング等による受信電力の落込みが頻繁に生じる場合でも、前記 K 個の復調データ系列を用いた時間ダイバーシティにより、良好なビット誤り率特性が実現され、また、スペクトル拡散方式を用いることで秘匿性、秘密性、耐干渉性に優れ、周波数選択性フェージングに強く、また、ビット誤り率特性改善のために、異なる時間遅延が与えられた送信データ系列群の数 K を増やす場合、異なる拡散符号を K 個用意し、前記 K 個の各送信データ系列に対して、前記 K 個の拡散符号でスペクトル拡散と、スペクトル逆拡散を行えばよく、 K の増加に容易に対応可能であり、更に、遅

延検波方式を用いるため、搬送波再生による位相同期を必要とせず、回路の無調整化、小形化が向上し、また受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、装置が安定に動作するという効果を奏する。

【0182】請求項8に係る発明は、前記請求項7の効果と、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における、周波数同期、拡散符号との時間同期の各誤作動を回避することで、前記同期手段における、周波数同期、拡散符号との時間同期の各同期特性と、ビット誤り率特性を、請求項7より更に改善できるという効果を奏する。

【0183】請求項9に係る発明は、前記請求項7、請求項8の効果と、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となるタイミングに周期性が存在する場合、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、拡散符号との時間同期の各誤作動を予測し、未然に回避することで、前記同期手段における、周波数同期、拡散符号との時間同期の各同期特性と、ビット誤り率特性を、請求項8より更に改善できるという効果を奏する。

【0184】請求項13、請求項16、請求項17及び請求項18に係る発明は、雑音やフェージング等による受信電力の落込みが頻繁に生じる場合でも、前記K個の復調データ系列を用いた時間ダイバーシティにより、良好なビット誤り率特性が実現され、また、スペクトル拡散方式を用いることで秘匿性、秘話性、耐干渉性に優れ、周波数選択性フェージングに強く、また、ビット誤り率特性改善のために、異なる時間遅延が与えられた送信データ系列群の数Kを増やす場合、異なる拡散符号をK個用意し、前記K個の各送信データ系列に対して、前記K個の拡散符号でスペクトル拡散と、スペクトル逆拡散を行えばよく、Kの増加に容易に対応可能であり、更に、デジタル信号処理によって位相同期手段が実現され、回路の無調整化、小形化が向上し、また前記位相同期手段によって、受信信号に搬送波位相のジャンプが生ずるような状況でも、装置が安定に動作するという効果を奏する。

【0185】請求項14に係る発明は、前記請求項13の効果と、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における、周波数同期、拡散符号との時間同期、前記位相同期手段による位相補正の各誤作動を回避することで、前記同期手段における周波数同期、拡散符号との時間同期、及び前記位相同期手段における位相補正の各同期特性と、ビット誤り率特性を、請求項13より更に改善できるという効果を奏する。

【0186】請求項15に係る発明は、前記請求項13、請求項14の効果と、前記合計信号電力が、あるしきい値以下となるタイミングに周期性が存在する場合、前記合計信号電力が落込んだ場合に生じる、前記同期手段における周波数同期、拡散符号との時間同期、前記位

相同期手段による位相補正の各誤作動を予測し、未然に回避することで、前記同期手段における、周波数同期、拡散符号との時間同期、及び前記位相同期手段による位相補正の各同期特性と、ビット誤り率特性を、請求項14より更に改善できるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例1を示す構成ブロック図である。

【図2】この発明の実施例1における動作を説明するタイミングチャートである。

【図3】この発明の受信機における、逆拡散回路を示す構成ブロック図である。

【図4】この発明の実施例2を示す構成ブロック図である。

【図5】この発明の実施例3を示す構成ブロック図である。

【図6】この発明の実施例4を示す構成ブロック図である。

【図7】この発明の実施例4における動作を説明するタイミングチャートである。

【図8】この発明の実施例5を示す構成ブロック図である。

【図9】この発明の実施例6を示す構成ブロック図である。

【図10】この発明の実施例7を示す構成ブロック図である。

【図11】この発明の実施例7における、位相同期手段を示す構成ブロック図である。

【図12】この発明の実施例7における動作を説明するタイミングチャートである。

【図13】この発明の実施例8を示す構成ブロック図である。

【図14】この発明の実施例9を示す構成ブロック図である。

【図15】従来の時間ダイバーシティ通信方式を示す構成ブロック図である。

【図16】従来の時間ダイバーシティ通信方式における動作を説明するタイミングチャートである。

【図17】受信電力が大きい場合の軟判定処理を説明する図である。

【図18】受信電力が小さい場合の軟判定処理を説明する図である。

【符号の説明】

01 送信データ入力端子

02 遅延回路

03, 04 拡散回路

05, 05a 合成器

06 搬送波発生器

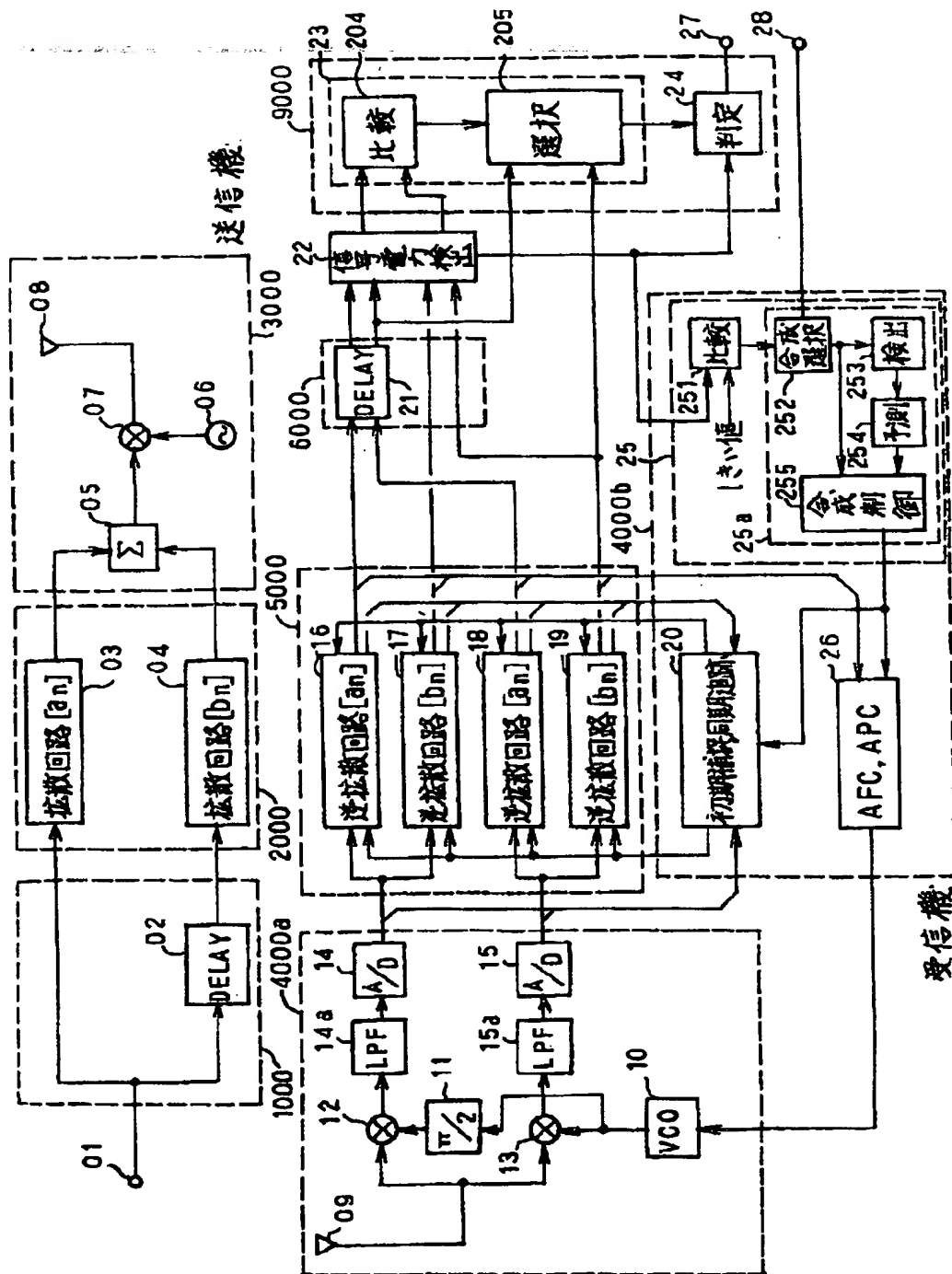
07, 07a, 07b ミキサ

08 送信アンテナ

09 受信アンテナ
 10 電圧制御型発振器 (VCO)
 11, 11a 90° 移相器
 12, 13 ミキサ
 14, 15 A/D変換器
 14a, 15a ローパスフィルタ
 16, 17, 18, 19 逆拡散回路
 20 初期捕捉/同期追跡回路
 21, 21a 遅延回路
 22, 22a, 22b 信号電力算出手段
 23, 23a, 23c ダイバーシティ回路
 24 軟判定回路
 25 制御手段
 25a 予測手段
 26 自動周波数制御 (AFC) / 自動位相制御 (APC) 回路
 26a 自動周波数制御 (AFC) 回路
 26b 自動周波数制御 (AFC) / 自動位相制御 (APC) 回路/タイミング再生回路 (BTR)
 27 受信データ出力端子
 28 外部信号入力端子
 29 差動符号化手段
 30, 31 遅延検波回路
 32, 33 ビタビ&ビタビAPC回路
 100 ベースバンドスペクトル拡散信号入力端子
 101 チップクロック入力端子
 102 逆拡散器
 103 拡散符号発生器
 104 積分器
 105 D-フリップフロップ
 106 復調データ出力端子
 107 シンボルクロック入力端子

108 拡散符号出力端子
 204 比較器
 205 選択器
 207, 207a 合成器
 208 係数算出手段
 209, 210 ミキサ
 211 最大比合成手段
 251 電力比較器
 252 制御信号合成・選択器
 10 253 周期性検出回路
 254 タイミング予測回路
 255 合成制御回路
 300 Q成分データ入力端子
 301 I成分データ入力端子
 302 2通倍器
 303, 304 平均化回路
 305 座標変換器
 306 位相除算器
 307 正弦波発生回路
 20 308 複素乗算回路
 309 Q成分データ出力端子
 310 I成分データ出力端子
 1000 送信データ遅延手段
 2000 スペクトル拡散手段
 3000 変調手段
 4000a 検波手段
 4000b 同期手段
 5000 スペクトル逆拡散手段
 6000 遅延時間調整手段
 30 7000 遅延検波手段
 8000 位相同期手段
 9000 ダイバーシティ手段

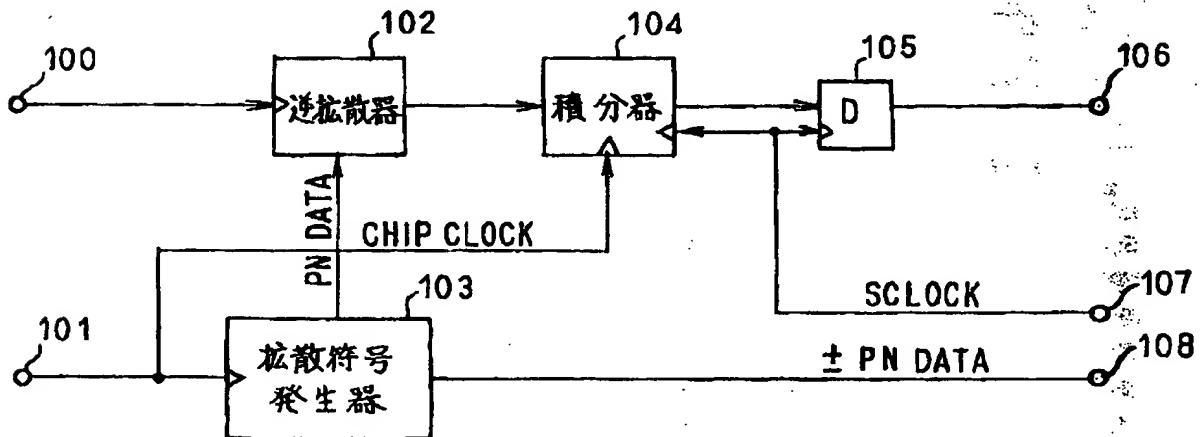
【図1】



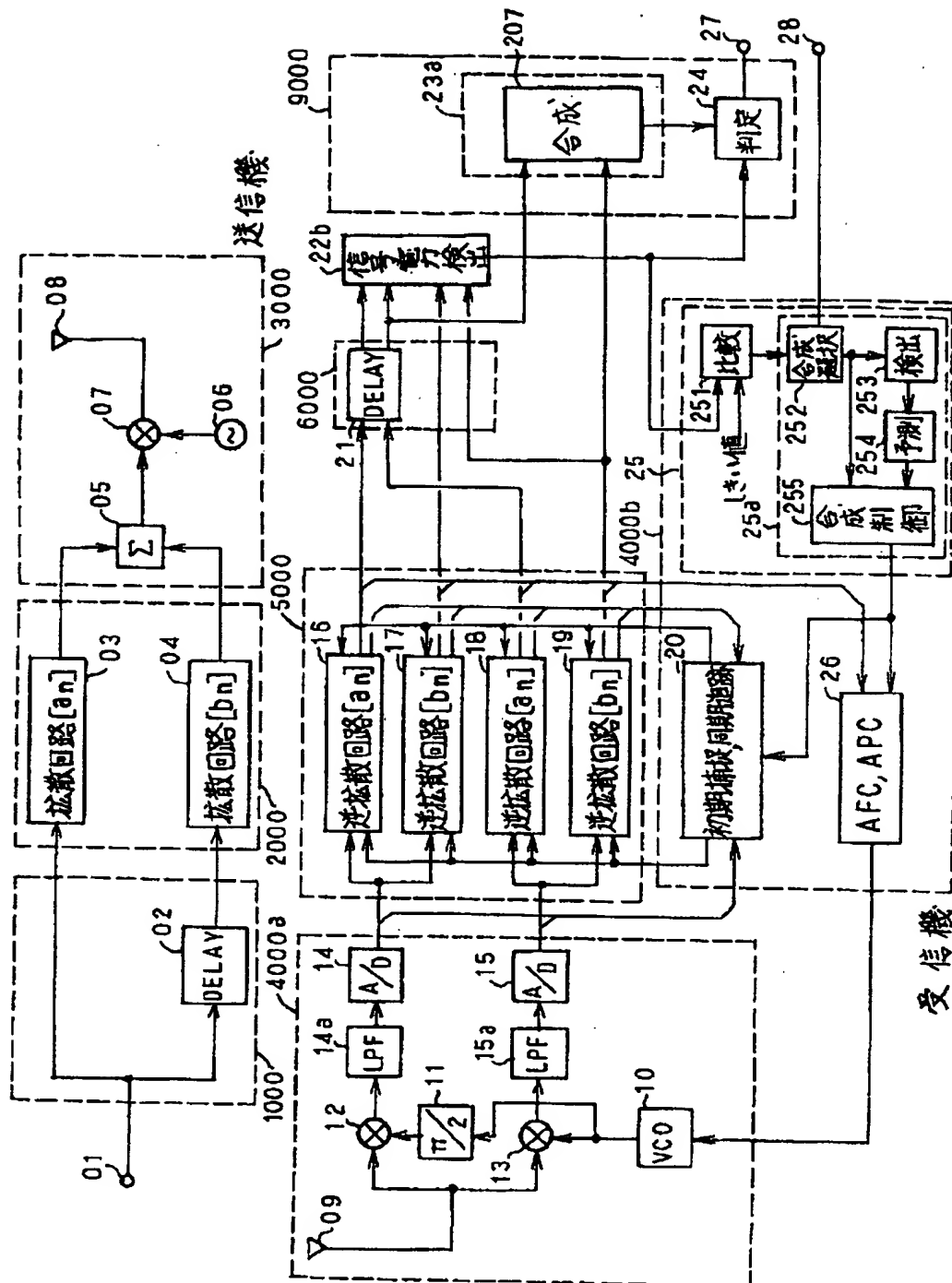
【図2】

k	L	$L+1$	$L+2$	$L+3$	$L+4$	$L+5$	$L+6$	$L+7$	$L+8$	$L+9$	$L+10$	$L+11$	$L+12$
X_k	X_{L-1}	X_{L+1}	X_{L+2}	X_{L+3}	X_{L+4}	X_{L+5}	X_{L+6}	X_{L+7}	X_{L+8}	X_{L+9}	X_{L+10}	X_{L+11}	X_{L+12}
XD_k	X_{L-5}	X_{L-4}	X_{L-3}	X_{L-2}	X_{L-1}	X_L	X_{L+1}	X_{L+2}	X_{L+3}	X_{L+4}	X_{L+5}	X_{L+6}	X_{L+7}
Y_{ak}	Y_{aL}	$Y_{a(L+1)}$	$Y_{a(L+2)}$	$Y_{a(L+3)}$	$Y_{a(L+4)}$	$Y_{a(L+5)}$	$Y_{a(L+6)}$	$Y_{a(L+7)}$	$Y_{a(L+8)}$	$Y_{a(L+9)}$	$Y_{a(L+10)}$	$Y_{a(L+11)}$	$Y_{a(L+12)}$
YD_{bk}	$Y_{b(L-5)}$	$Y_{b(L-4)}$	$Y_{b(L-3)}$	$Y_{b(L-2)}$	$Y_{b(L-1)}$	Y_{bL}	$Y_{b(L+1)}$	$Y_{b(L+2)}$	$Y_{b(L+3)}$	$Y_{b(L+4)}$	$Y_{b(L+5)}$	$Y_{b(L+6)}$	$Y_{b(L+7)}$
T_k	T_L	T_{L+1}	T_{L+2}	T_{L+3}	T_{L+4}	T_{L+5}	T_{L+6}	T_{L+7}	T_{L+8}	T_{L+9}	T_{L+10}	T_{L+11}	T_{L+12}
R_k	R_L	R_{L+1}	R_{L+2}	R_{L+3}	R_{L+4}	R_{L+5}	R_{L+6}	R_{L+7}	R_{L+8}	R_{L+9}	R_{L+10}	R_{L+11}	R_{L+12}
Za_{lk}	Za_{L-5}	Za_{L-4}	Za_{L-3}	Za_{L-2}	Za_{L-1}	Za_L	Za_{L+1}	Za_{L+2}	Za_{L+3}	Za_{L+4}	Za_{L+5}	Za_{L+6}	Za_{L+7}
Za_{dk}	$Za_{d(L-5)}$	$Za_{d(L-4)}$	$Za_{d(L-3)}$	$Za_{d(L-2)}$	$Za_{d(L-1)}$	Za_{dL}	$Za_{d(L+1)}$	$Za_{d(L+2)}$	$Za_{d(L+3)}$	$Za_{d(L+4)}$	$Za_{d(L+5)}$	$Za_{d(L+6)}$	$Za_{d(L+7)}$
ZDb_{lk}	ZDb_{L-5}	ZDb_{L-4}	ZDb_{L-3}	ZDb_{L-2}	ZDb_{L-1}	ZDb_L	ZDb_{L+1}	ZDb_{L+2}	ZDb_{L+3}	ZDb_{L+4}	ZDb_{L+5}	ZDb_{L+6}	ZDb_{L+7}
ZDb_{dk}	$ZDb_{d(L-5)}$	$ZDb_{d(L-4)}$	$ZDb_{d(L-3)}$	$ZDb_{d(L-2)}$	$ZDb_{d(L-1)}$	ZDb_{dL}	$ZDb_{d(L+1)}$	$ZDb_{d(L+2)}$	$ZDb_{d(L+3)}$	$ZDb_{d(L+4)}$	$ZDb_{d(L+5)}$	$ZDb_{d(L+6)}$	$ZDb_{d(L+7)}$
ZDa_{lk}	ZDa_{L-5}	ZDa_{L-4}	ZDa_{L-3}	ZDa_{L-2}	ZDa_{L-1}	ZDa_L	ZDa_{L+1}	ZDa_{L+2}	ZDa_{L+3}	ZDa_{L+4}	ZDa_{L+5}	ZDa_{L+6}	ZDa_{L+7}
ZDa_{dk}	$ZDa_{d(L-5)}$	$ZDa_{d(L-4)}$	$ZDa_{d(L-3)}$	$ZDa_{d(L-2)}$	$ZDa_{d(L-1)}$	ZDa_{dL}	$ZDa_{d(L+1)}$	$ZDa_{d(L+2)}$	$ZDa_{d(L+3)}$	$ZDa_{d(L+4)}$	$ZDa_{d(L+5)}$	$ZDa_{d(L+6)}$	$ZDa_{d(L+7)}$
SP_k													
SA	S_{L-5}	S_{L-4}	S_{L-3}	S_{L-2}	S_{L-1}	S_L	S_{L+1}	S_{L+2}	S_{L+3}	S_{L+4}	S_{L+5}	S_{L+6}	S_{L+7}
SR_k	SR_{L-5}	SR_{L-4}	SR_{L-3}	SR_{L-2}	SR_{L-1}	SR_L	SR_{L+1}	SR_{L+2}	SR_{L+3}	SR_{L+4}	SR_{L+5}	SR_{L+6}	SR_{L+7}

【図3】



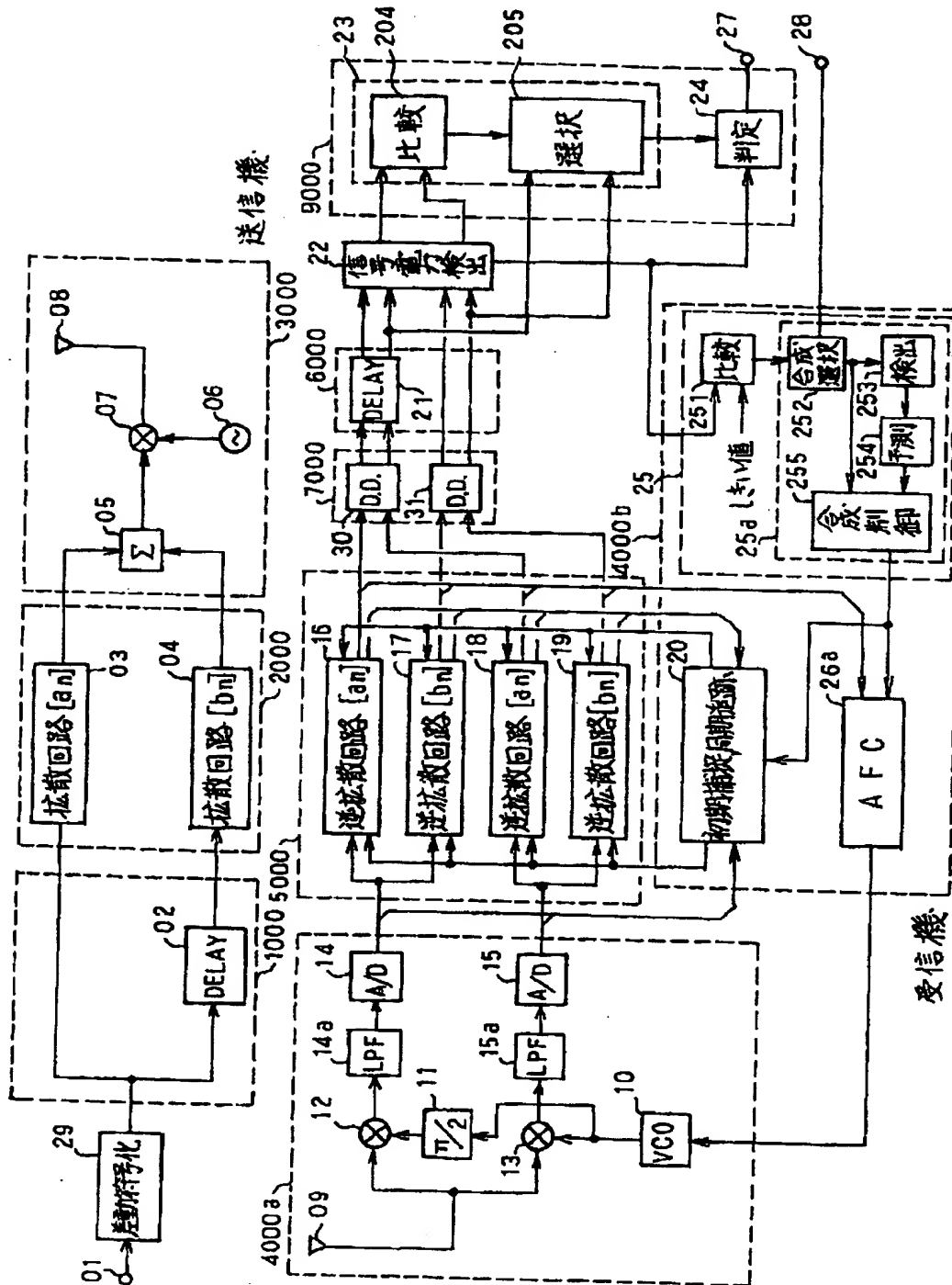
【図4】



The diagram illustrates a PLL system with frequency division and feedback control. It is divided into several functional blocks:

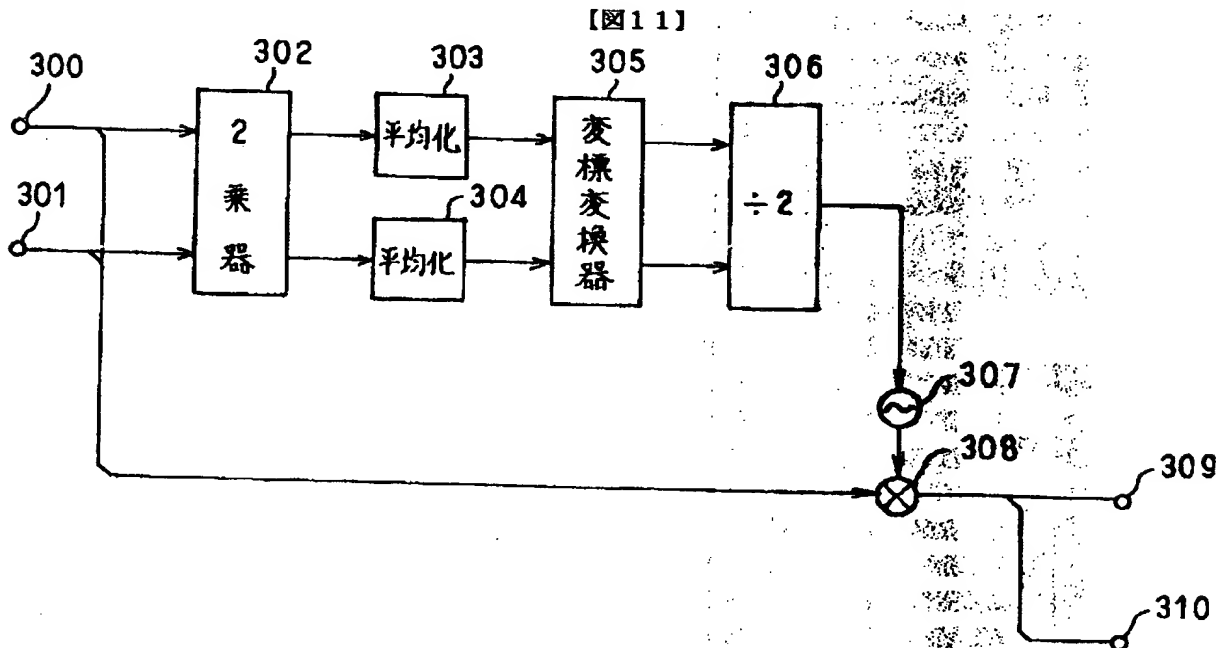
- 1000 (Reference and Frequency Division Section):** Includes a reference signal input 01, a phase-locked loop (PLL) block 02, and a frequency divider 03. The PLL block 02 receives the reference signal 01 and the feedback signal 28. The frequency divider 03 divides the output of the PLL by a factor of 2000.
- 2000 (Frequency Division Section):** Contains a series of frequency dividers (04, 05, 06, 07, 08) that further divide the output of the PLL block 02.
- 3000 (Signal Processing Section):** Includes a signal input 09, a phase shifter 11, a phase-locked loop (PLL) block 12, a phase shifter 13, a phase shifter 14, and a phase shifter 15. The PLL block 12 receives the reference signal 01 and the feedback signal 28. The phase shifters 11, 13, 14, and 15 are used to adjust the phase of the signals.
- 4000a (Signal Processing Section):** Contains a series of frequency dividers (16, 17, 18, 19, 20) that further divide the output of the PLL block 12.
- 4000b (Signal Processing Section):** Includes a signal input 21, a phase shifter 22, a phase shifter 23, a phase shifter 24, and a phase shifter 25. The phase shifters 22, 23, 24, and 25 are used to adjust the phase of the signals.
- 5000 (Signal Processing Section):** Contains a series of frequency dividers (26, 27, 28, 29, 30) that further divide the output of the PLL block 12.
- 6000 (Signal Processing Section):** Includes a signal input 31, a phase shifter 32, a phase shifter 33, a phase shifter 34, and a phase shifter 35. The phase shifters 32, 33, 34, and 35 are used to adjust the phase of the signals.
- 7000 (Signal Processing Section):** Contains a series of frequency dividers (36, 37, 38, 39, 40) that further divide the output of the PLL block 12.
- 8000 (Signal Processing Section):** Includes a signal input 41, a phase shifter 42, a phase shifter 43, a phase shifter 44, and a phase shifter 45. The phase shifters 42, 43, 44, and 45 are used to adjust the phase of the signals.
- 9000 (Signal Processing Section):** Contains a series of frequency dividers (46, 47, 48, 49, 50) that further divide the output of the PLL block 12.
- 10000 (Signal Processing Section):** Includes a signal input 51, a phase shifter 52, a phase shifter 53, a phase shifter 54, and a phase shifter 55. The phase shifters 52, 53, 54, and 55 are used to adjust the phase of the signals.

【図6】

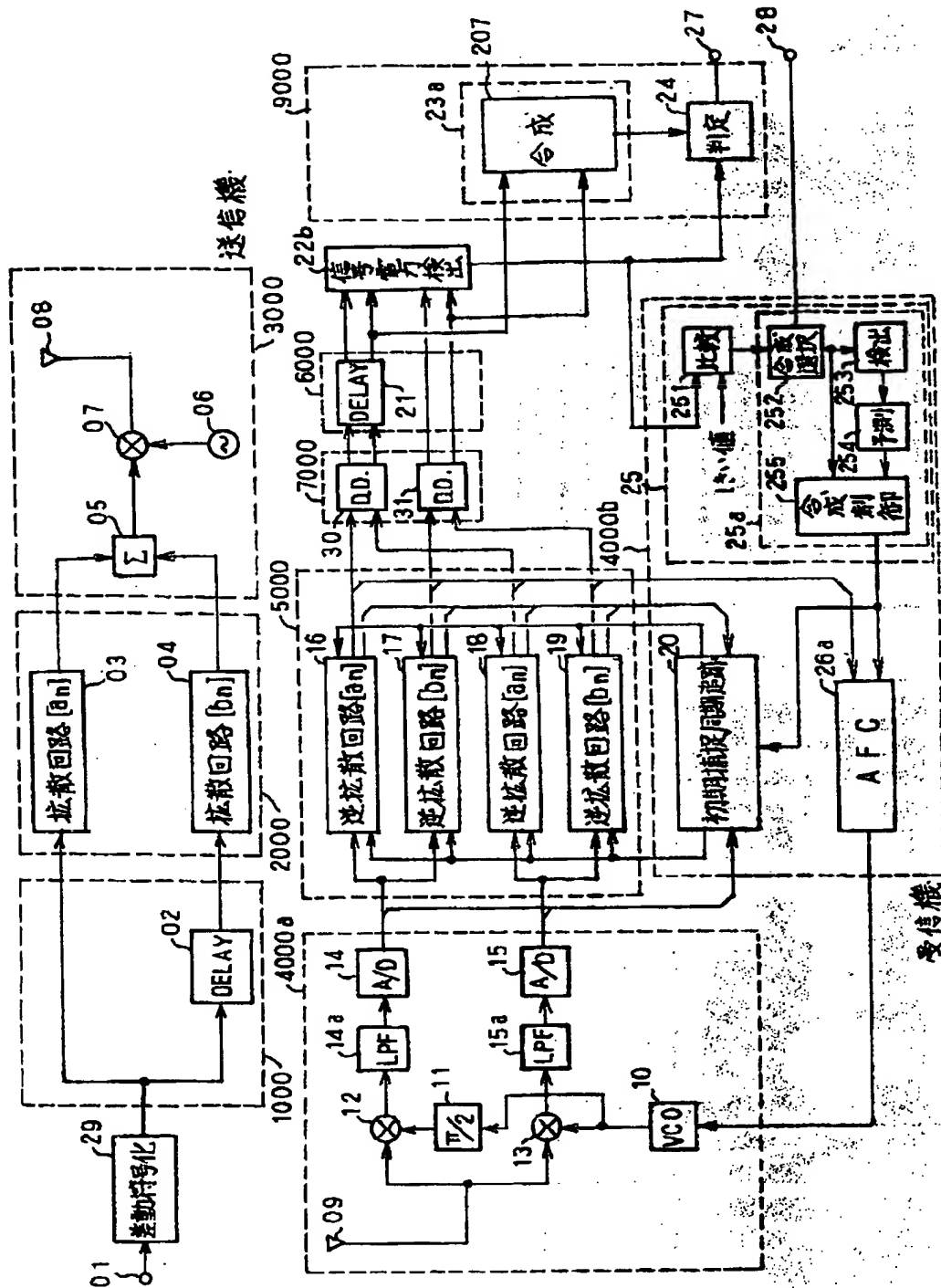


【図7】

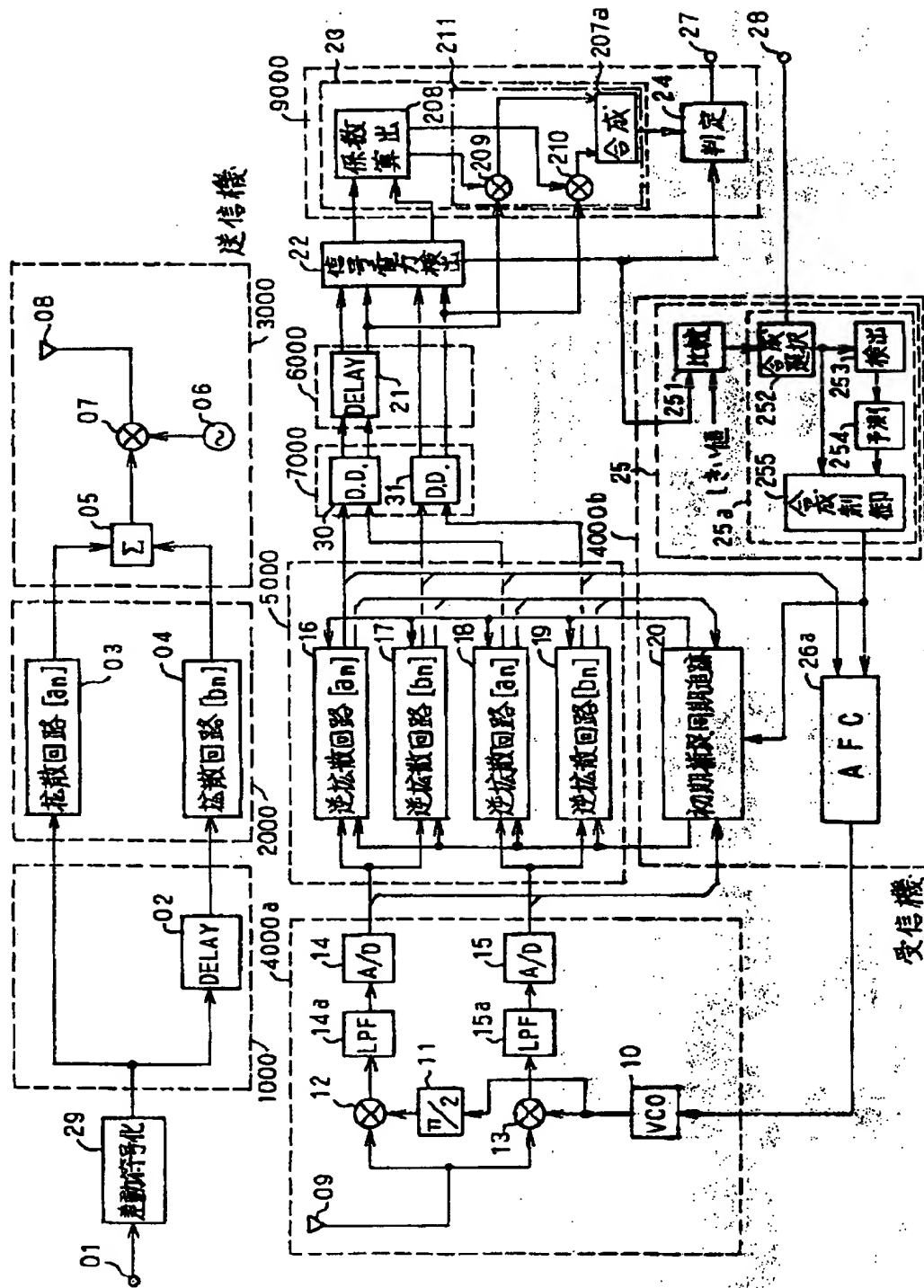
	L	L+1	L+2	L+3	L+4	L+5	L+6	L+7	L+8	L+9	L+10	L+11
Xk	X(L)	X(L+1)	X(L+2)	X(L+3)	X(L+4)	X(L+5)	X(L+6)	X(L+7)	X(L+8)	X(L+9)	X(L+10)	X(L+11)
Xdk	Xdk(L)	Xdk(L+1)	Xdk(L+2)	Xdk(L+3)	Xdk(L+4)	Xdk(L+5)	Xdk(L+6)	Xdk(L+7)	Xdk(L+8)	Xdk(L+9)	Xdk(L+10)	Xdk(L+11)
Xdik	Xdik(L)	Xdik(L+1)	Xdik(L+2)	Xdik(L+3)	Xdik(L+4)	Xdik(L+5)	Xdik(L+6)	Xdik(L+7)	Xdik(L+8)	Xdik(L+9)	Xdik(L+10)	Xdik(L+11)
Ydk	Ydk(L)	Ydk(L+1)	Ydk(L+2)	Ydk(L+3)	Ydk(L+4)	Ydk(L+5)	Ydk(L+6)	Ydk(L+7)	Ydk(L+8)	Ydk(L+9)	Ydk(L+10)	Ydk(L+11)
Ydik	Ydik(L)	Ydik(L+1)	Ydik(L+2)	Ydik(L+3)	Ydik(L+4)	Ydik(L+5)	Ydik(L+6)	Ydik(L+7)	Ydik(L+8)	Ydik(L+9)	Ydik(L+10)	Ydik(L+11)
Tdk	Tdk(L)	Tdk(L+1)	Tdk(L+2)	Tdk(L+3)	Tdk(L+4)	Tdk(L+5)	Tdk(L+6)	Tdk(L+7)	Tdk(L+8)	Tdk(L+9)	Tdk(L+10)	Tdk(L+11)
Rdk	Rdk(L)	Rdk(L+1)	Rdk(L+2)	Rdk(L+3)	Rdk(L+4)	Rdk(L+5)	Rdk(L+6)	Rdk(L+7)	Rdk(L+8)	Rdk(L+9)	Rdk(L+10)	Rdk(L+11)
Zdk	Zdk(L)	Zdk(L+1)	Zdk(L+2)	Zdk(L+3)	Zdk(L+4)	Zdk(L+5)	Zdk(L+6)	Zdk(L+7)	Zdk(L+8)	Zdk(L+9)	Zdk(L+10)	Zdk(L+11)
Zdik	Zdik(L)	Zdik(L+1)	Zdik(L+2)	Zdik(L+3)	Zdik(L+4)	Zdik(L+5)	Zdik(L+6)	Zdik(L+7)	Zdik(L+8)	Zdik(L+9)	Zdik(L+10)	Zdik(L+11)
ZDdk	ZDdk(L)	ZDdk(L+1)	ZDdk(L+2)	ZDdk(L+3)	ZDdk(L+4)	ZDdk(L+5)	ZDdk(L+6)	ZDdk(L+7)	ZDdk(L+8)	ZDdk(L+9)	ZDdk(L+10)	ZDdk(L+11)
ZDdik	ZDdik(L)	ZDdik(L+1)	ZDdik(L+2)	ZDdik(L+3)	ZDdik(L+4)	ZDdik(L+5)	ZDdik(L+6)	ZDdik(L+7)	ZDdik(L+8)	ZDdik(L+9)	ZDdik(L+10)	ZDdik(L+11)
ZaLk	ZaLk(L)	ZaLk(L+1)	ZaLk(L+2)	ZaLk(L+3)	ZaLk(L+4)	ZaLk(L+5)	ZaLk(L+6)	ZaLk(L+7)	ZaLk(L+8)	ZaLk(L+9)	ZaLk(L+10)	ZaLk(L+11)
ZaPk	ZaPk(L)	ZaPk(L+1)	ZaPk(L+2)	ZaPk(L+3)	ZaPk(L+4)	ZaPk(L+5)	ZaPk(L+6)	ZaPk(L+7)	ZaPk(L+8)	ZaPk(L+9)	ZaPk(L+10)	ZaPk(L+11)
ZDbk	ZDbk(L)	ZDbk(L+1)	ZDbk(L+2)	ZDbk(L+3)	ZDbk(L+4)	ZDbk(L+5)	ZDbk(L+6)	ZDbk(L+7)	ZDbk(L+8)	ZDbk(L+9)	ZDbk(L+10)	ZDbk(L+11)
ZDdk	ZDdk(L)	ZDdk(L+1)	ZDdk(L+2)	ZDdk(L+3)	ZDdk(L+4)	ZDdk(L+5)	ZDdk(L+6)	ZDdk(L+7)	ZDdk(L+8)	ZDdk(L+9)	ZDdk(L+10)	ZDdk(L+11)
ZDaLk	ZDaLk(L)	ZDaLk(L+1)	ZDaLk(L+2)	ZDaLk(L+3)	ZDaLk(L+4)	ZDaLk(L+5)	ZDaLk(L+6)	ZDaLk(L+7)	ZDaLk(L+8)	ZDaLk(L+9)	ZDaLk(L+10)	ZDaLk(L+11)
ZDaPk	ZDaPk(L)	ZDaPk(L+1)	ZDaPk(L+2)	ZDaPk(L+3)	ZDaPk(L+4)	ZDaPk(L+5)	ZDaPk(L+6)	ZDaPk(L+7)	ZDaPk(L+8)	ZDaPk(L+9)	ZDaPk(L+10)	ZDaPk(L+11)
SPk	SPk(L)	SPk(L+1)	SPk(L+2)	SPk(L+3)	SPk(L+4)	SPk(L+5)	SPk(L+6)	SPk(L+7)	SPk(L+8)	SPk(L+9)	SPk(L+10)	SPk(L+11)
Sk	Sk(L)	Sk(L+1)	Sk(L+2)	Sk(L+3)	Sk(L+4)	Sk(L+5)	Sk(L+6)	Sk(L+7)	Sk(L+8)	Sk(L+9)	Sk(L+10)	Sk(L+11)
SPk	SPk(L)	SPk(L+1)	SPk(L+2)	SPk(L+3)	SPk(L+4)	SPk(L+5)	SPk(L+6)	SPk(L+7)	SPk(L+8)	SPk(L+9)	SPk(L+10)	SPk(L+11)



【図8】



【図9】



The diagram illustrates a digital communication system, divided into a transmitter (送信機) and a receiver (受信機) section. The transmitter section (top) includes a baseband processor (01-08) and a digital baseband processor (09-28). The receiver section (bottom) includes a baseband processor (29-33) and a digital baseband processor (34-40). The system is characterized by several frequency and data rate labels: 1000, 2000, 3000, 4000a, 4000b, 5000, 6000, 8000, and 9000. The transmitter section includes a baseband processor (01-08) and a digital baseband processor (09-28). The receiver section includes a baseband processor (29-33) and a digital baseband processor (34-40). The system is characterized by several frequency and data rate labels: 1000, 2000, 3000, 4000a, 4000b, 5000, 6000, 8000, and 9000.

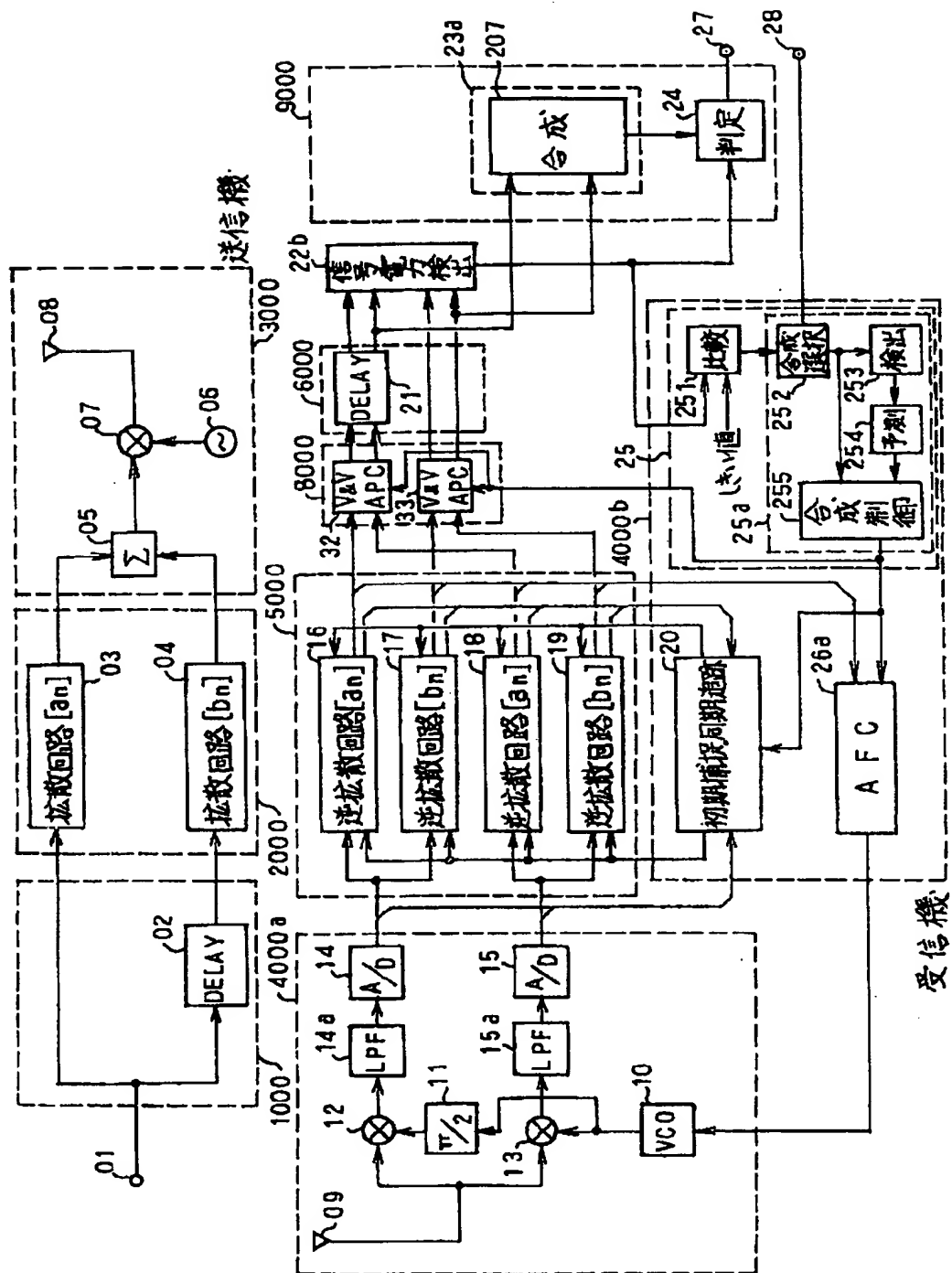
【図12】

k	i	$i+1$	$i+2$	$i+3$	$i+4$	$i+5$	$i+6$	$i+7$	$i+8$	$i+9$	$i+10$	$i+11$	$i+12$
X_k	X_{i-1}	X_{i+1}	X_{i+2}	X_{i+3}	X_{i+4}	X_{i+5}	X_{i+6}	X_{i+7}	X_{i+8}	X_{i+9}	X_{i+10}	X_{i+11}	X_{i+12}
XD_k	X_{i-5}	X_{i-4}	X_{i-3}	X_{i-2}	X_{i-1}	X_i	X_{i+1}	X_{i+2}	X_{i+3}	X_{i+4}	X_{i+5}	X_{i+6}	X_{i+7}
Y_k	Y_{i-1}	Y_{i+1}	Y_{i+2}	Y_{i+3}	Y_{i+4}	Y_{i+5}	Y_{i+6}	Y_{i+7}	Y_{i+8}	Y_{i+9}	Y_{i+10}	Y_{i+11}	Y_{i+12}
YD_k	Y_{i-5}	Y_{i-4}	Y_{i-3}	Y_{i-2}	Y_{i-1}	Y_i	Y_{i+1}	Y_{i+2}	Y_{i+3}	Y_{i+4}	Y_{i+5}	Y_{i+6}	Y_{i+7}
T_k	T_{i-1}	T_{i+1}	T_{i+2}	T_{i+3}	T_{i+4}	T_{i+5}	T_{i+6}	T_{i+7}	T_{i+8}	T_{i+9}	T_{i+10}	T_{i+11}	T_{i+12}
R_k	R_{i-1}	R_{i+1}	R_{i+2}	R_{i+3}	R_{i+4}	R_{i+5}	R_{i+6}	R_{i+7}	R_{i+8}	R_{i+9}	R_{i+10}	R_{i+11}	R_{i+12}
Za_k	Za_{i-1}	Za_{i+1}	Za_{i+2}	Za_{i+3}	Za_{i+4}	Za_{i+5}	Za_{i+6}	Za_{i+7}	Za_{i+8}	Za_{i+9}	Za_{i+10}	Za_{i+11}	Za_{i+12}
ZaQ_k	ZaQ_{i-1}	ZaQ_{i+1}	ZaQ_{i+2}	ZaQ_{i+3}	ZaQ_{i+4}	ZaQ_{i+5}	ZaQ_{i+6}	ZaQ_{i+7}	ZaQ_{i+8}	ZaQ_{i+9}	ZaQ_{i+10}	ZaQ_{i+11}	ZaQ_{i+12}
ZDk	ZD_{i-5}	ZD_{i-4}	ZD_{i-3}	ZD_{i-2}	ZD_{i-1}	ZD_i	ZD_{i+1}	ZD_{i+2}	ZD_{i+3}	ZD_{i+4}	ZD_{i+5}	ZD_{i+6}	ZD_{i+7}
ZDQ_k	ZDQ_{i-5}	ZDQ_{i-4}	ZDQ_{i-3}	ZDQ_{i-2}	ZDQ_{i-1}	ZDQ_i	ZDQ_{i+1}	ZDQ_{i+2}	ZDQ_{i+3}	ZDQ_{i+4}	ZDQ_{i+5}	ZDQ_{i+6}	ZDQ_{i+7}
ZaT_k	ZaT_{i-1}	ZaT_{i+1}	ZaT_{i+2}	ZaT_{i+3}	ZaT_{i+4}	ZaT_{i+5}	ZaT_{i+6}	ZaT_{i+7}	ZaT_{i+8}	ZaT_{i+9}	ZaT_{i+10}	ZaT_{i+11}	ZaT_{i+12}
ZaQ_k	ZaQ_{i-1}	ZaQ_{i+1}	ZaQ_{i+2}	ZaQ_{i+3}	ZaQ_{i+4}	ZaQ_{i+5}	ZaQ_{i+6}	ZaQ_{i+7}	ZaQ_{i+8}	ZaQ_{i+9}	ZaQ_{i+10}	ZaQ_{i+11}	ZaQ_{i+12}
ZDk	ZD_{i-5}	ZD_{i-4}	ZD_{i-3}	ZD_{i-2}	ZD_{i-1}	ZD_i	ZD_{i+1}	ZD_{i+2}	ZD_{i+3}	ZD_{i+4}	ZD_{i+5}	ZD_{i+6}	ZD_{i+7}
ZDQ_k	ZDQ_{i-5}	ZDQ_{i-4}	ZDQ_{i-3}	ZDQ_{i-2}	ZDQ_{i-1}	ZDQ_i	ZDQ_{i+1}	ZDQ_{i+2}	ZDQ_{i+3}	ZDQ_{i+4}	ZDQ_{i+5}	ZDQ_{i+6}	ZDQ_{i+7}
SP_k													
SK	S_{i-5}	S_{i-4}	S_{i-3}	S_{i-2}	S_{i-1}	S_i	S_{i+1}	S_{i+2}	S_{i+3}	S_{i+4}	S_{i+5}	S_{i+6}	S_{i+7}
SR_k	SR_{i-5}	SR_{i-4}	SR_{i-3}	SR_{i-2}	SR_{i-1}	SR_i	SR_{i+1}	SR_{i+2}	SR_{i+3}	SR_{i+4}	SR_{i+5}	SR_{i+6}	SR_{i+7}

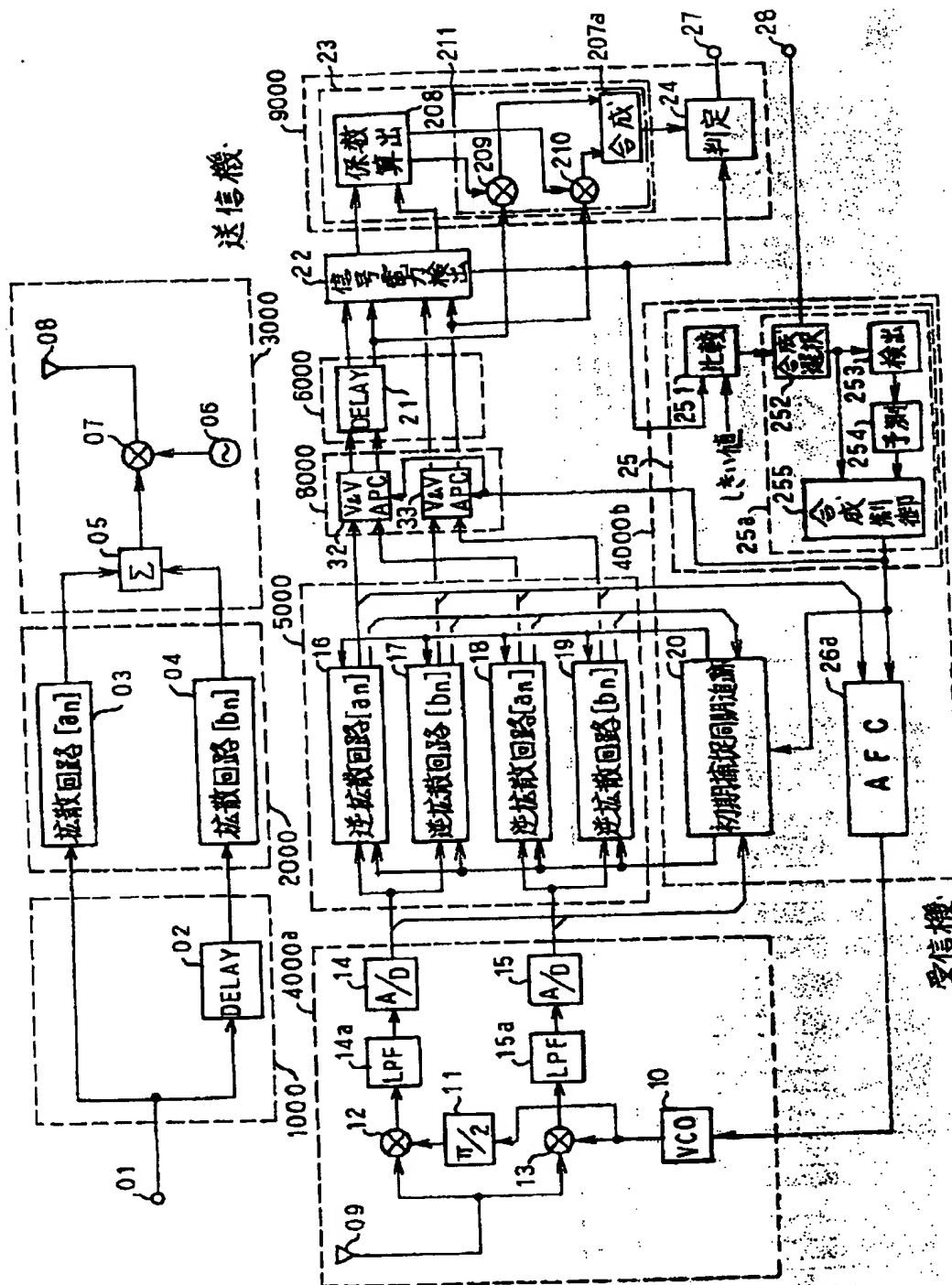
【図16】

k	i	$i+1$	$i+2$	$i+3$	$i+4$	$i+5$	$i+6$	$i+7$	$i+8$	$i+9$	$i+10$	$i+11$	$i+12$
X_k	X_{i-1}	X_{i+1}	X_{i+2}	X_{i+3}	X_{i+4}	X_{i+5}	X_{i+6}	X_{i+7}	X_{i+8}	X_{i+9}	X_{i+10}	X_{i+11}	X_{i+12}
XD_k	X_{i-5}	X_{i-4}	X_{i-3}	X_{i-2}	X_{i-1}	X_i	X_{i+1}	X_{i+2}	X_{i+3}	X_{i+4}	X_{i+5}	X_{i+6}	X_{i+7}
Q_k	Q_{i-1}	Q_{i+1}	Q_{i+2}	Q_{i+3}	Q_{i+4}	Q_{i+5}	Q_{i+6}	Q_{i+7}	Q_{i+8}	Q_{i+9}	Q_{i+10}	Q_{i+11}	Q_{i+12}
ID_k	I_{i-5}	I_{i-4}	I_{i-3}	I_{i-2}	I_{i-1}	I_i	I_{i+1}	I_{i+2}	I_{i+3}	I_{i+4}	I_{i+5}	I_{i+6}	I_{i+7}
A_k	A_{i-1}	A_{i+1}	A_{i+2}	A_{i+3}	A_{i+4}	A_{i+5}	A_{i+6}	A_{i+7}	A_{i+8}	A_{i+9}	A_{i+10}	A_{i+11}	A_{i+12}
B_k	B_{i-1}	B_{i+1}	B_{i+2}	B_{i+3}	B_{i+4}	B_{i+5}	B_{i+6}	B_{i+7}	B_{i+8}	B_{i+9}	B_{i+10}	B_{i+11}	B_{i+12}
ZDk	ZD_{i-5}	ZD_{i-4}	ZD_{i-3}	ZD_{i-2}	ZD_{i-1}	ZD_i	ZD_{i+1}	ZD_{i+2}	ZD_{i+3}	ZD_{i+4}	ZD_{i+5}	ZD_{i+6}	ZD_{i+7}
ZQ_k	ZQ_{i-5}	ZQ_{i-4}	ZQ_{i-3}	ZQ_{i-2}	ZQ_{i-1}	ZQ_i	ZQ_{i+1}	ZQ_{i+2}	ZQ_{i+3}	ZQ_{i+4}	ZQ_{i+5}	ZQ_{i+6}	ZQ_{i+7}
ZDQ_k	ZDQ_{i-5}	ZDQ_{i-4}	ZDQ_{i-3}	ZDQ_{i-2}	ZDQ_{i-1}	ZDQ_i	ZDQ_{i+1}	ZDQ_{i+2}	ZDQ_{i+3}	ZDQ_{i+4}	ZDQ_{i+5}	ZDQ_{i+6}	ZDQ_{i+7}
ZP_k													
DP_k													
RD_k	RD_{i-5}	RD_{i-4}	RD_{i-3}	RD_{i-2}	RD_{i-1}	RD_i	RD_{i+1}	RD_{i+2}	RD_{i+3}	RD_{i+4}	RD_{i+5}	RD_{i+6}	RD_{i+7}

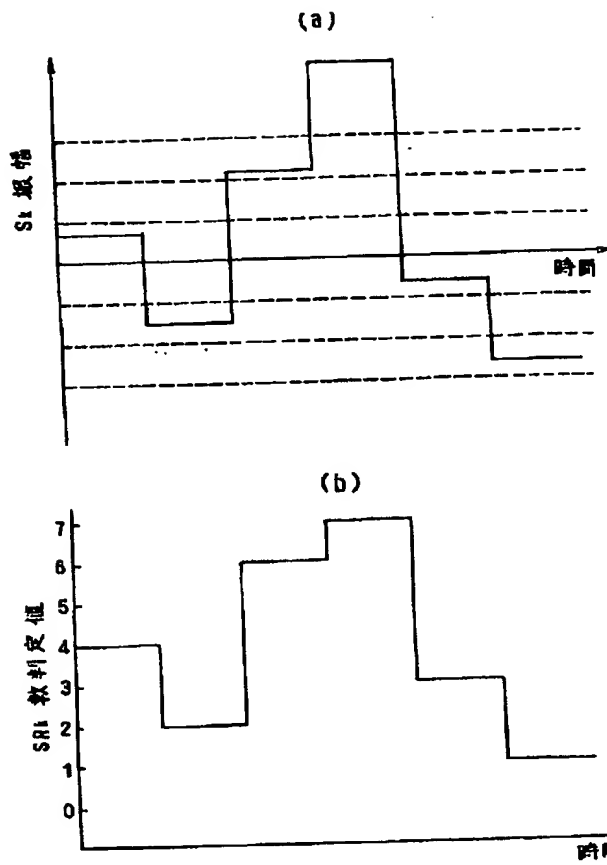
【図13】



【図14】



【図17】



【図18】

